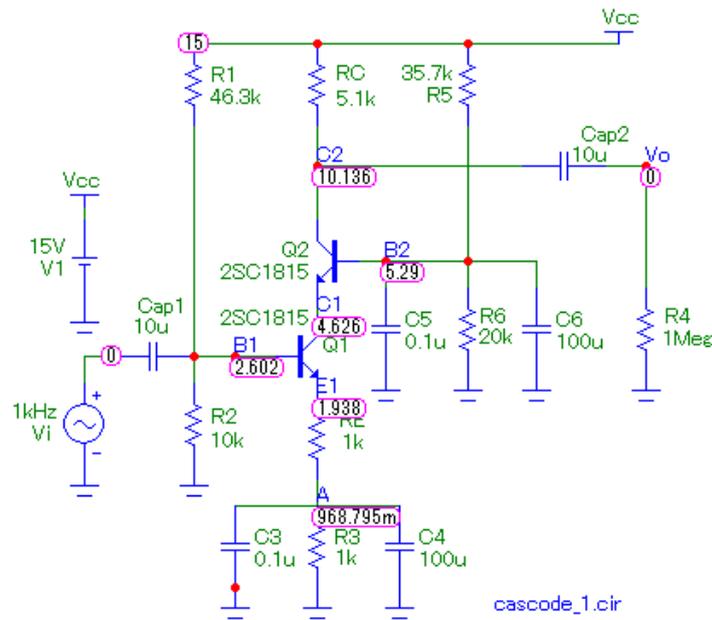


電子回路エンジニア科

トランジスタ回路設計技術

(訓練生用)



兵庫職業能力開発促進センター
電気・電子系

目次

1. 概要	1
1-1 電子回路シミュレータの概要	1
(1) 電子回路シミュレータの生い立ち	1
(2) 電子回路シミュレータの利用法	1
(3) Micro-Cap 9/CQ版 (以下、MC9/CQ) について	2
1-2 トランジスタの概要	3
(1) トランジスタの種類	3
(2) トランジスタの型番	3
(3) バイポーラトランジスタ (以下、単にトランジスタと呼ぶ) の構造	4
(4) トランジスタに流れる各電流の関係	5
2. トランジスタの静特性とDC解析	8
2-1 トランジスタの静特性	8
2-2 トランジスタの静特性とDC解析	9
(1) 入力 ($V_{BE}-I_B$) 特性	9
(2) 電流伝達 (I_B-I_C) 特性	10
(3) 出力 ($V_{CE}-I_C$) 特性	12
3. 各基本バイアス回路とトランジェント解析 (Operating Point Only)	14
3-1 固定バイアス回路	14
3-2 自己バイアス回路	17
3-3 電流帰還バイアス回路	19
4. 増幅回路とトランジェント解析	23
4-1 エミッタ接地増幅回路 1	23
4-2 エミッタ接地増幅回路 2	29
4-3 入力インピーダンス	37
4-4 出力インピーダンス	41
4-5 次段の入力インピーダンス Z_{i2} を考慮した回路設計	44
4-6 コレクタ電流とトランジスタの性能	51
5. 周波数特性とAC解析 (+ステッピング機能)	53
5-1 周波数特性とAC解析	53
(1) 周波数特性	53
(2) コンデンサの容量計算とAC解析	54
5-2 コンデンサの影響とステッピング機能	59
5-3 高域での利得の低下	63
6. エミッタ・フォロワ回路 (コレクタ接地増幅回路)	70
6-1 基本動作と回路設計	70
6-2 エミッタ・フォロワの応用回路	74
7. ベース接地増幅回路	81
7-1 ベース接地増幅回路の基本動作と回路設計	81
7-2 ベース接地増幅回路の解析	83
8. カスコード増幅回路	86
8-1 カスコード増幅回路の基本動作と回路設計	86
8-2 カスコード増幅回路の解析	88

9. 電力増幅回路.....	95
9-1 トランジスタの定格.....	95
(1) コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CEO}	95
(2) コレクタ電流 I_C	95
(3) コレクタ損失 P_C	95
9-2 安全動作領域 (SOA : Safe Operating Area) とディレーティング.....	97
(1) 安全動作領域 (SOA)	97
(2) ディレーティング (Derating : 逡減)	98
9-3 基本電力増幅回路.....	99
(1) A級電力増幅回路 (直接負荷駆動形)	100
(2) B級電力増幅回路 (コンプリメンタリ SEPP回路)	104
9-4 コンプリメンタリB級プッシュプル電力増幅回路	110
(1) 電源電圧 V_{cc}	110
(2) 初段 (エミッタ接地増幅回路)	111
(3) 出力段.....	113
資料1. シミュレータ関連資料.....	1
1-1 DC解析範囲設定ダイアログボックス.....	1
1-2 トランジェント解析範囲設定ボックス	4
1-3 AC解析範囲設定ボックス.....	7
1-3-1 雑音解析	7
1-3-2 AC解析	8
1-3-3 OPアンプ回路のAC解析	9
資料2. データシート.....	11
2-1 2SC1815.....	11
2-2 2SA1015.....	14
2-3 2SC2240.....	16
2-4 2SA1304.....	20
2-5 2SC3296.....	22
2-6 2SC2073.....	26
2-7 E系列について	28

[参考文献]

1. 鈴木雅臣 著 「定本 トランジスタ回路の設計」 CQ 出版社
2. 「トランジスタスペシャル No.56 電子回路シミュレータ活用マニュアル」 CQ 出版社
3. 「トランジスタスペシャル No.62 電子回路シミュレータ本格活用法」 CQ 出版社
4. 「Micro-Cap V/CQ版 取扱説明書」 CQ 出版社
5. 「Micro-Cap VII/CQ版 取扱説明書」 CQ 出版社
6. 黒田徹 著 「はじめてのトランジスタ回路設計」 CQ 出版社

1. 概要

1-1 電子回路シミュレータの概要

(1) 電子回路シミュレータの生い立ち

- ① 電子回路シミュレータはアメリカのカリフォルニア大学バークレー校において1970年代初頭にSPICEとして開発されました。この当時は汎用（大型）コンピュータ上でのシミュレーションソフトであり、このような環境の整った研究所レベルのだけのものでした。
- ② 1980年代に入るとパーソナルコンピュータが8ビットから16ビットへさらに32ビットへと急速に進歩し、汎用コンピュータのシミュレータがEWSやパーソナルコンピュータ上の一アプリケーションソフトとして動き出しました。
- ③ 近年、MPUのペンティアム、II、III、IVの登場により計算機としての能力が飛躍的に向上しました。また、OSもWINDOWS時代に入り操作性もよくなり、さらに、シミュレータ自体の価格も評価バージョン（無料）から製品バージョン（5,60万円）まで下がってきました。これにより一般の会社をはじめ個人のレベルに至るまで電子回路シミュレータをパソコン上で走らす環境は、十分に整ったと言えるのではないのでしょうか。

(2) 電子回路シミュレータの利用法

- ① 当初開発されたSPICE（一般的な利用法）

IC設計向けの回路シミュレータであり、ICを製造する前に回路の評価を行い、開発コストを下げるためのものでした。そのため各モデルは正確さが求められてきました。
- ② 今回の利用法

ICの中ではなくプリント基板上を想定していますので、ストレージキャパシティ、GNDラインのインピーダンス、ノイズ、部品のばらつき等（実装技術）を考慮するとあまり厳密な解析を行っても意味のないことなのに気が付くでしょう。シミュレータはあくまでも模擬的に行う装置であるので実際の回路とは若干異なることを念頭においておかなければなりません。ただ、多くの部品（コンポーネント）に対するモデルが揃っていることはいずれにせよ有り難いことです。

また、先に述べたように近年はパーソナルコンピュータの高速化、操作性の良さに加えて、パソコン自体が非常に安価になり、技術者の横には必ずといっていいほど置いてあります。この高速マシンを活かさない手はないでしょう。

このようなことから今回シミュレータを回路設計のためのパートナーあるいはアシスタントとして使います。具体的には、

- ① 回路シミュレータは基本回路設計上の定数を確認するためのツール
 - ② 回路基本動作を検証するためのツール
 - ③ 実際に実験を行うには時間と高価な装置が必要になる部分の代替として用いることにします。
-

(3) Micro-Cap 9/CQ版 (以下、MC9/CQ) について

- ① Micro-Capは1982年Spectrum Software社よりリリースされたパーソナルコンピュータ用のソフトウェアです。改良に改良を重ねられWindows版のMicro-Cap V (以下、MC5) が1995年よりリリースされ、現在ではMicro-Cap 11 が製品版で発売されています。日本では、(株)東陽テクニカより販売されています。
- ② CQ版はこれの機能限定版としてCQ出版(株)より販売されています。
MC9/CQ 定価 ¥15,000-(税別)
機能限定内容
解析可能部品数 50
回路ノード数 100
MC5/CQ よりの追加機能
高周波デバイスのモデリング用2ポートSパラメータ部品追加
極座標及びスミスチャートのプロット可能
- ③ 今日では各社より様々な電子回路シミュレータが販売されていますが、マニュアルが英語版しかなかったり、非常に高価なものであったりしてシミュレータの導入にあたっては特に初心者には取っ付きにくいものとなっています。そこで今回は安価で日本語マニュアルが揃っており、CQ出版(株)より参考書も発売されたいる“Micro-Cap 9/CQ版”を用いることにします。
- ④ MC9はSPICE回路テキスト・ファイルを読み込んで解析するSPICEモードとグラフィック画面に描いた回路図を解析する回路図モードがあります。SPICEモードではSPICEやPSpiceで書かれた回路テキスト・ファイルをそのまま実行できます。このようにSPICEとは完全互換性があります。デジタル・シミュレーションはMC5からできるようになった機能で、MicroSim社(現在?)の統合型PSpiceと互換性があります。
- ⑤ この安価な機能限定版を用いシミュレータの能力(性能)と利用法を確認した上で製品版を導入することにより、コストパフォーマンスのリスクを小さく出来ます。
- ⑥ デモ版Micro-cap10を以下のURLにてダウンロードできます。
(MC9/CQとほぼ変わらない機能限定版です。ただしサポート及び日本語マニュアルがありません。)
URL
<http://www.toyo.co.jp/micro-cap/>

1-2 トランジスタの概要

(1) トランジスタの種類

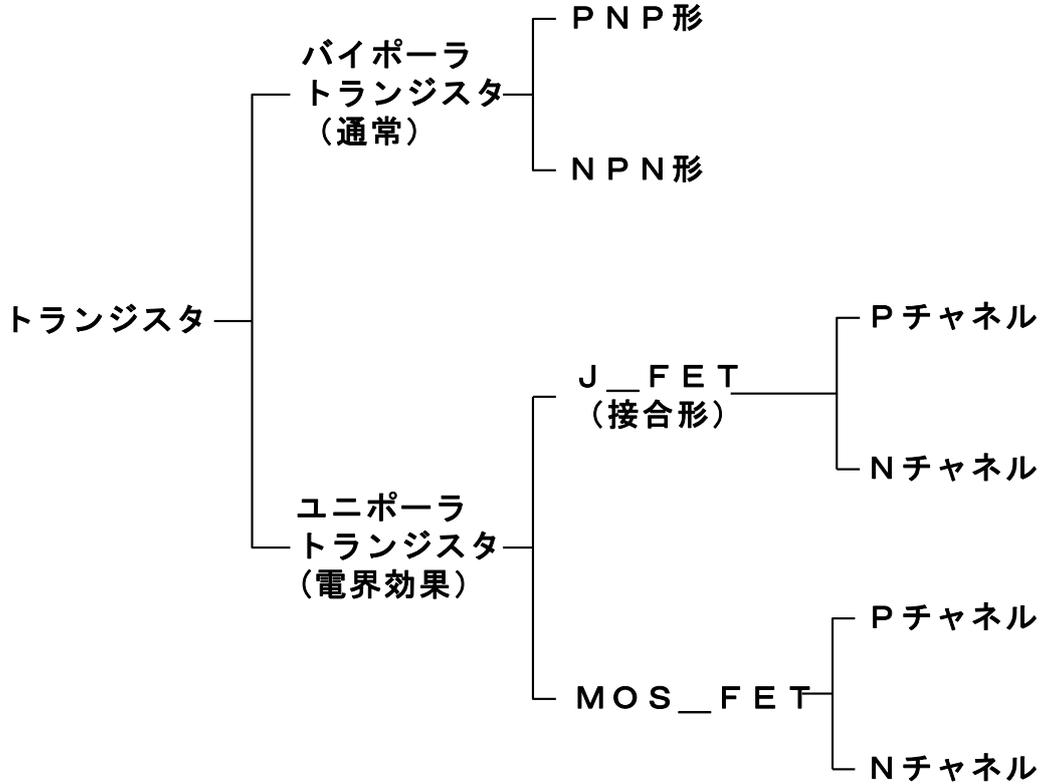


図1-1

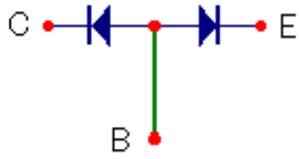
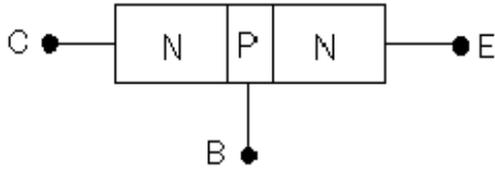
(2) トランジスタの型番

- 2SA : 高周波用PNP形バイポーラトランジスタ
- 2SB : 低周波用PNP形バイポーラトランジスタ
- 2SC : 高周波用NPN形バイポーラトランジスタ
- 2SD : 低周波用NPN形バイポーラトランジスタ
- 2SJ : Pチャンネルユニポーラトランジスタ
- 2SK : Nチャンネルユニポーラトランジスタ

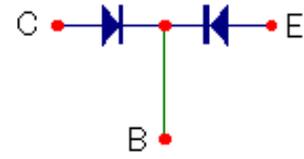
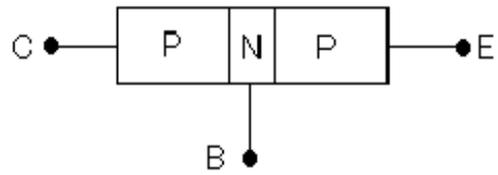
2	S	C	1815	Y
接 合 面 の 数	半 導 体	極 性 と 用 途	登 録 番 号	色 記 号

(3) バイポーラトランジスタ（以下、単にトランジスタと呼ぶ）の構造

NPN形トランジスタ
構造



PNP形トランジスタ



図記号

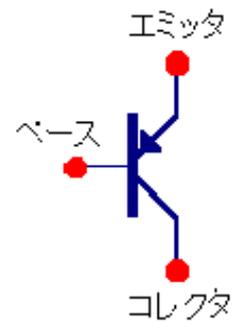
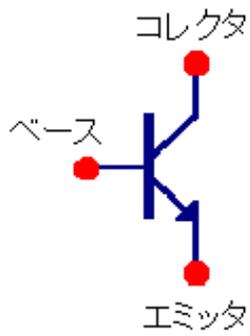
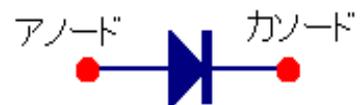
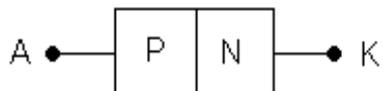


図1-2

<参考>

ダイオードの構造と図記号



(4) トランジスタに流れる各電流の関係

・ ベース接地

この接地回路では入力電流であるエミッタ電流 I_E を基準とし、このエミッタ電流 I_E の何割がコレクタ電流 I_C として流れ、残りがベース電流として流れると考えます。その割合をベース接地における直流電流増幅率 α_F と呼びます。 α_F は目安として 0.98 から 0.998 までの値をとります。また、コレクタ-ベース間においては、エミッタをオープンにした場合でも漏れ電流 I_{CBO} が微小流れます。これらをまとめると以下の式で表現されます。

$$I_C = \alpha_F \cdot I_E + I_{CBO} \cdots \cdots \textcircled{1}$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) \cdot I_E - I_{CBO} \cdots \cdots \textcircled{2}$$

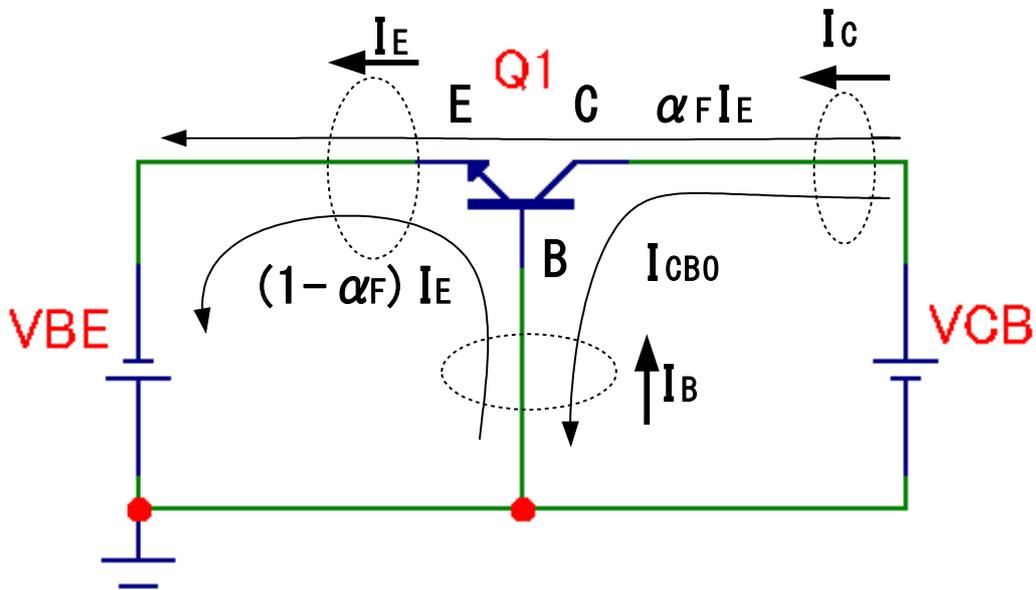


図 1 - 3

・エミッタ接地

この接地回路では入力電流であるベース電流 I_B を基準とし、コレクタ電流 I_C はベース電流 I_B の何倍流れるかで表現し、またエミッタ電流 I_E はベース電流 I_B とコレクタ電流 I_C が共に流れると考えます。この何倍流れるかをエミッタ接地における直流電流増幅率 β_F と呼びます。 β_F は目安として 50 から 500 までの値をとります。また、コレクタ-エミッタ間においては、ベースをオープンにした場合でも漏れ電流 I_{CEO} が微小流れます。これらをまとめると以下の式で表現されます。

$$I_C = \beta_F \cdot I_B + I_{CEO} \cdots \cdots \textcircled{3}$$

$$I_E = (1 + \beta_F) \cdot I_B + I_{CEO} \cdots \cdots \textcircled{4}$$

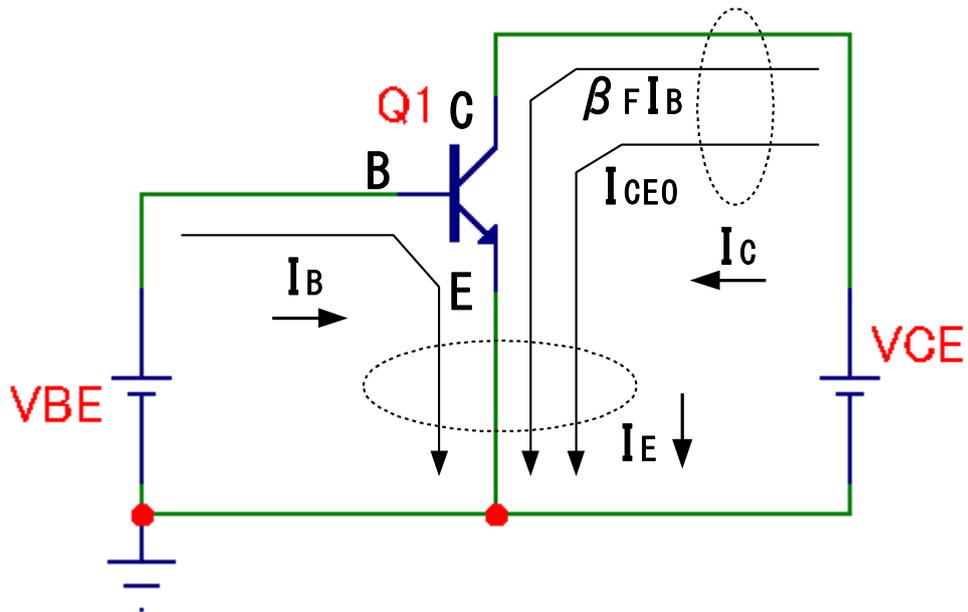


図 1 - 4

< メモ >

< Skill >

(1) α_F と β_F の関係は？

(2) I_{CBO} と I_{CEO} の関係は？ また、温度に対してどのように変化しますか？

2. トランジスタの静特性とDC解析

2-1 トランジスタの静特性

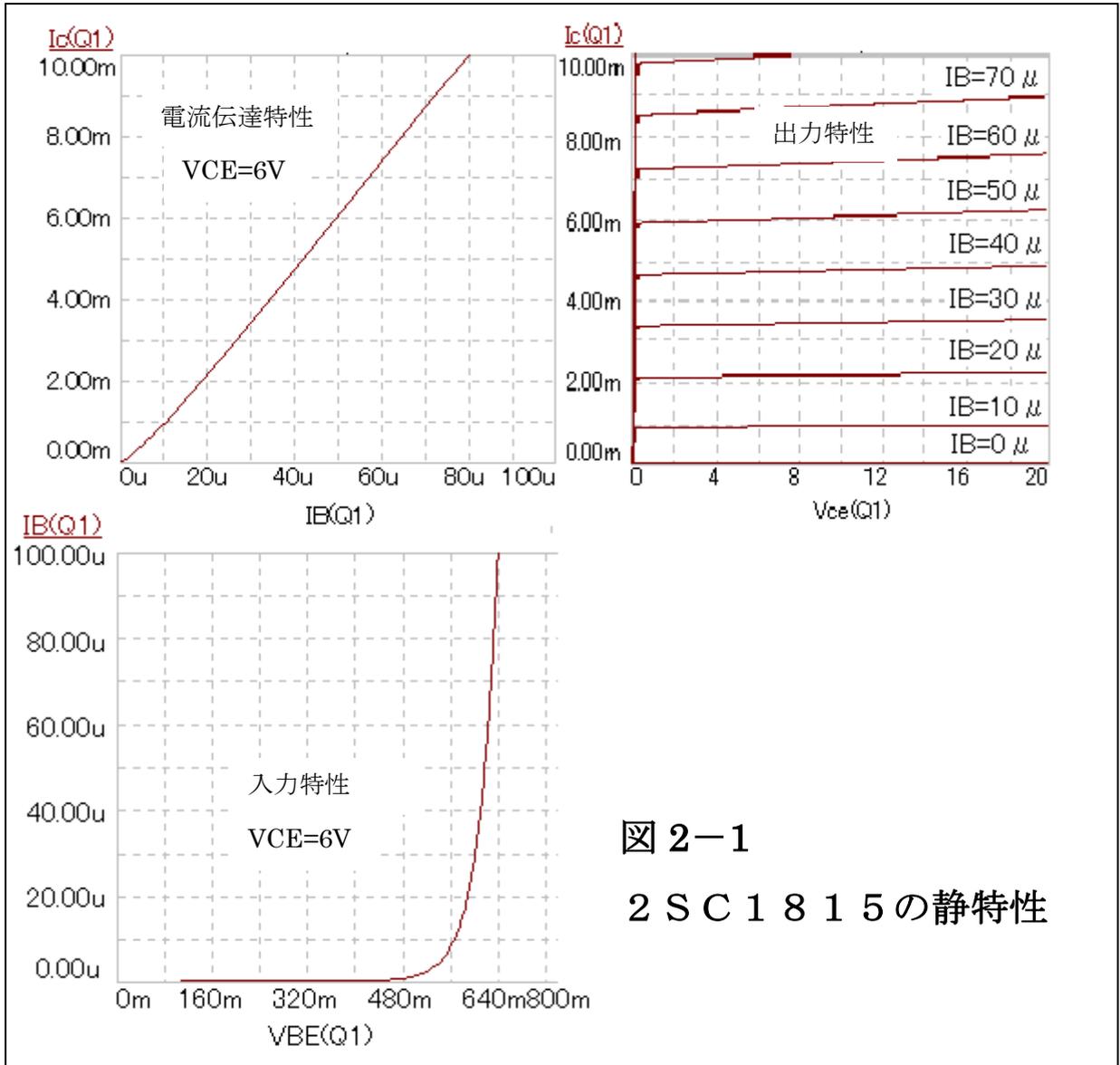


図 2-1
2SC1815の静特性

2-2 トランジスタの静特性と DC 解析

DC解析は回路の直流的な解析を行います。解析回路には電圧源または電流源を含んでおり、これらの値を変化させ各ノードの直流電圧、電流を解析します。この際、コンデンサはオープン、コイルはショートとして扱われます。

どの解析においても、当然、回路図入力（スキマティックエントリー）を行わなければなりません。しかし、入力については説明して行きます。

(1) 入力 ($V_{BE}-I_B$) 特性

図2-2に示す回路を用いて入力特性を求めます。図2-3に示すようにDC解析 Limits Boxを設定し、DC解析を行います。まず最初は、Auto Scale Ranges をチェックして解析を行います。次に、解析結果のグラフがバランスの良く表示されるように X,Y Range を調整します。

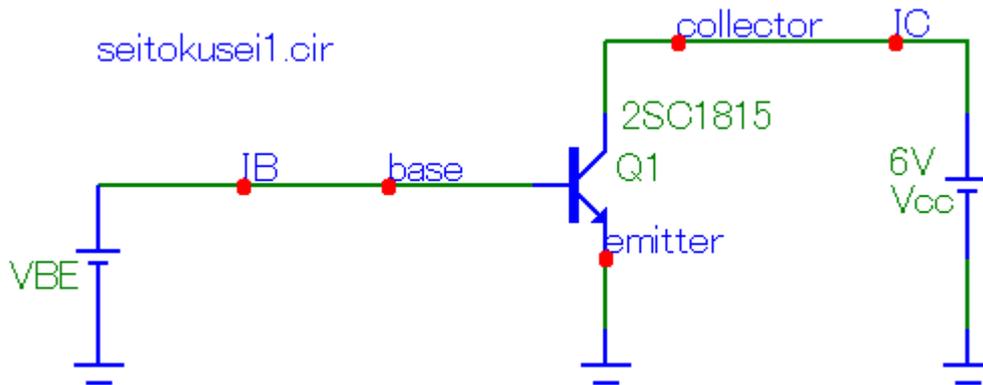


図 2 - 2

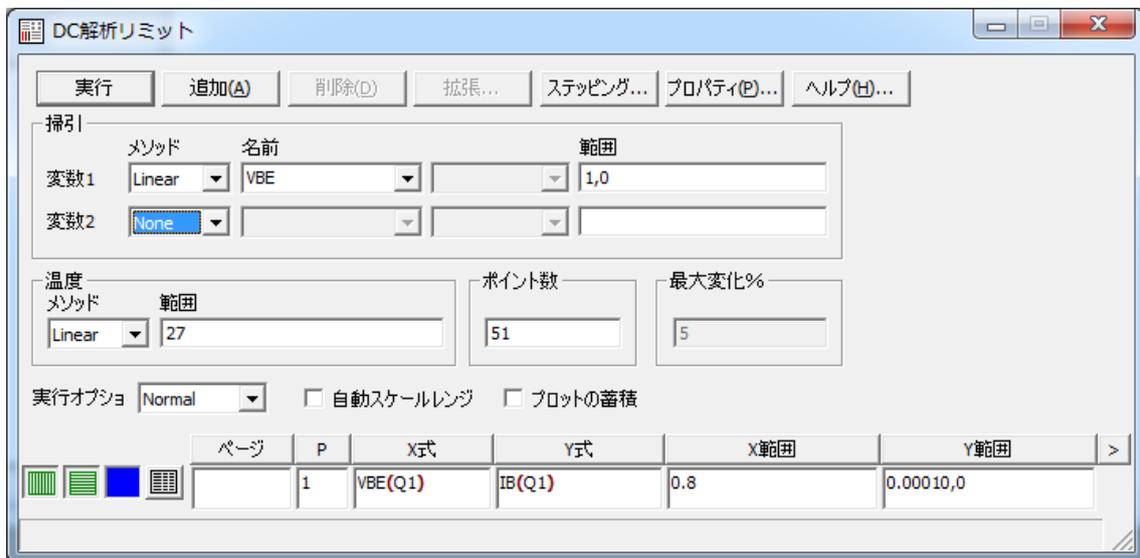


図 2 - 3 DC 解析 limits Box

図 2-4 は DC 解析により得られた入力特性です。ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} が 0.5V ぐらいからベース電流が流れ始め、0.6V ぐらいから急激にベース電流が増加することを示しています。

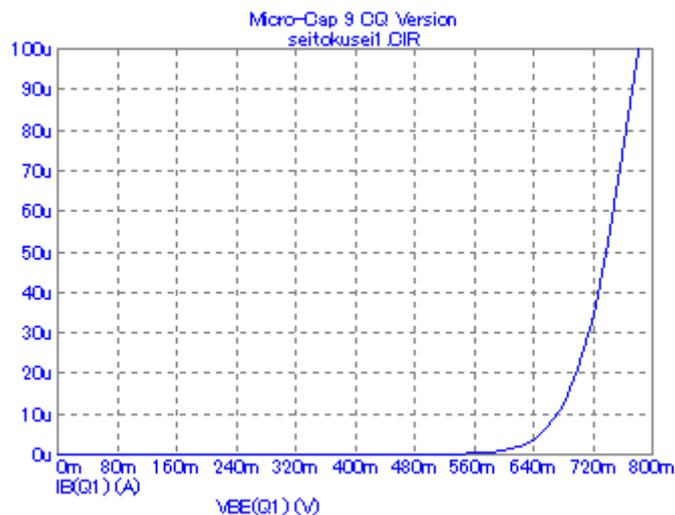


図 2-4 DC 解析により得られた入力特性

(2) 電流伝達 (I_B-I_C) 特性

図 2-5 に示す回路図を用いて電流伝達特性を求めます。回路図中の電流源 I_B は図 2-6 に示すように I_{source} を選択します。図 2-7 に示すように DC 解析 Limits Box を設定し、DC 解析を行います。

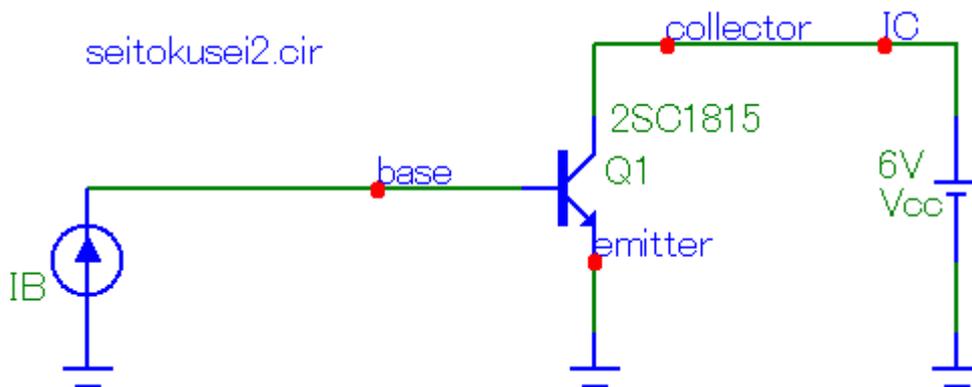


図 2-5

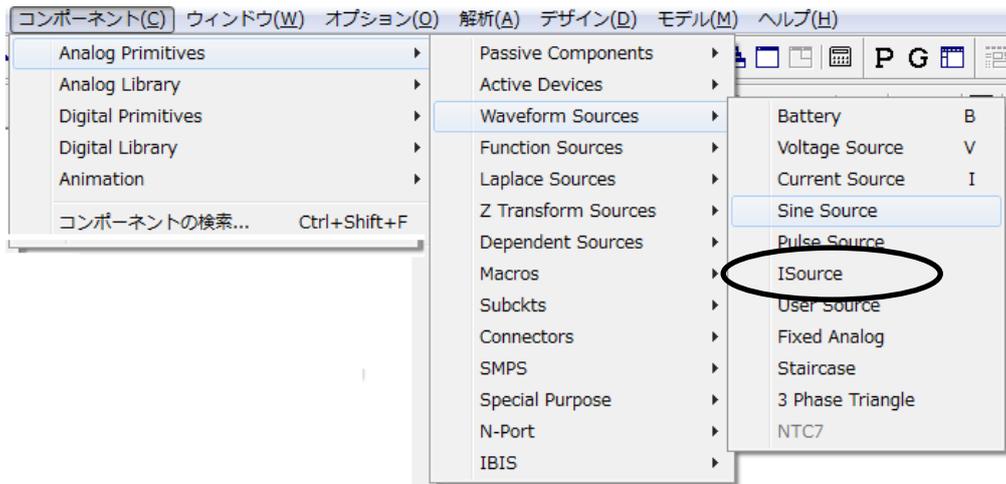


図 2 - 6 電流源 “ISource”

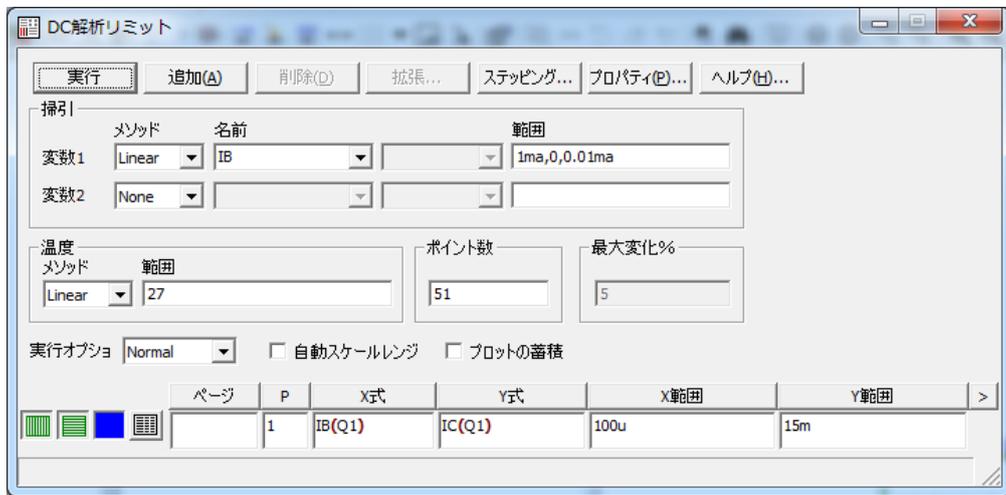


図 2 - 7 DC 解析 Limits Box

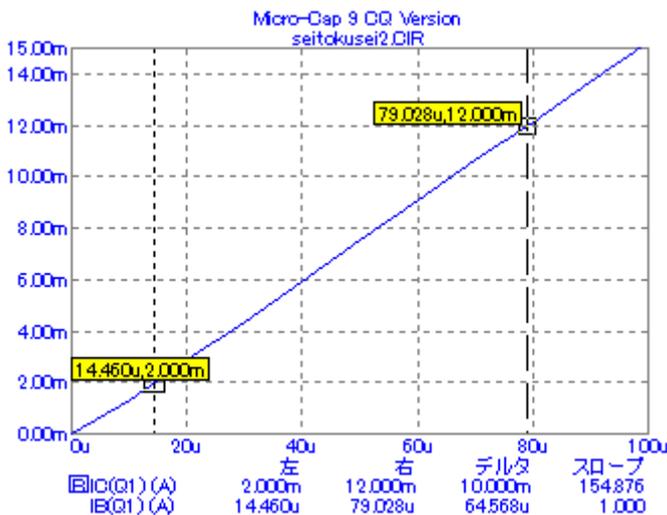


図 2 - 8 は DC 解析より得られた電流伝達特性です。このグラフから $I_B = 14.5 \mu A$ のとき $I_C = 2.0 mA$ によって、直流電流増幅率 $h_{FE} = 138$ 倍、また、 $I_B = 79.0 \mu A$ のとき $I_C = 12.0 mA$ によって、直流電流増幅率 $h_{FE} = 152$ 倍と読み取れます。

図 2 - 8 DC 解析より得られた電流伝達特性

(3) 出力 ($V_{CE}-I_C$) 特性

電流伝達特性と同じ図 2-5 の回路を用いて出力特性を求めます。図 2-9 に示すように DC 解析 Limits Box を設定し、DC 解析を行います。

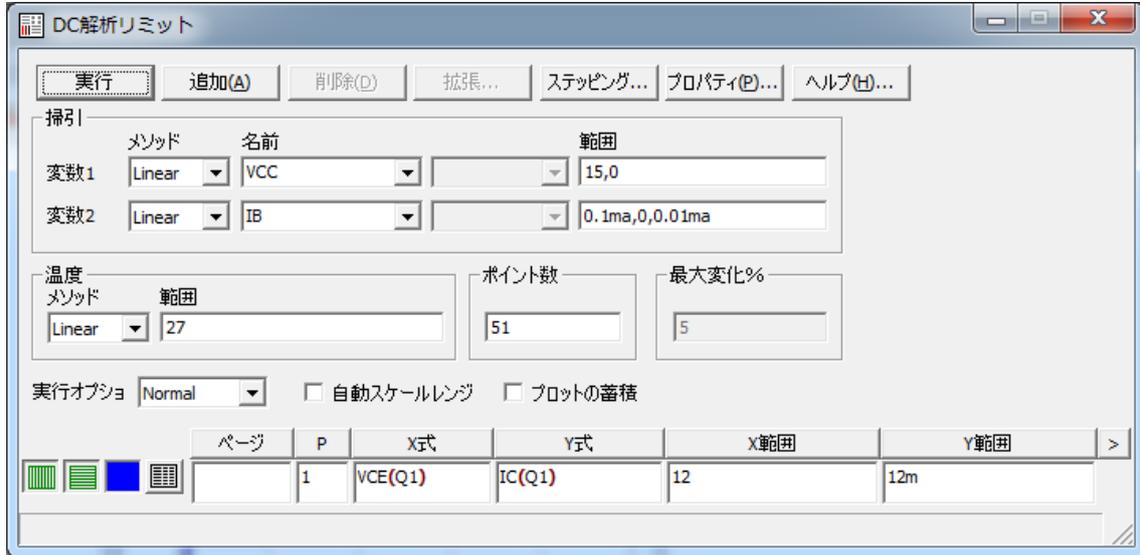


図 2-9 DC 解析 LimitsBox

図 2-10 に DC 解析より得られた電流伝達特性を示します。このグラフより、コレクタエミッタ間電圧 V_{CE} が約 0.5 V 以下では V_{CE} によって I_C が大きく変化しますが、0.5 V 以上においては、ほとんど変化ありません。グラフ上に $V_{CE}=6V$ の垂線を引き、その垂線との交点から I_B 、 I_C の値を読み取ると、図 2-8 と同様の $V_{CE}=6V$ での電流伝達特性を求められます。

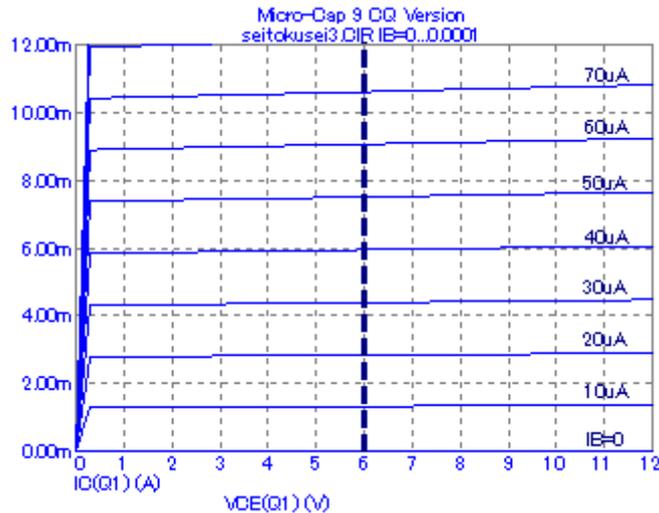


図 2-10 DC 解析より得られた電流伝達特性

< メモ >

< Skill >

- (1) ダイオード 1S1588 の両端の電圧と流れる電流の関係について DC 解析しましょう。

(seitokusei_k1.cir)

- (2) 入力特性 ($V_{BE}-I_B$) の温度による特性の変化を DC 解析しましょう。

(seitokusei_k2.cir)

3. 各基本バイアス回路とトランジェント解析 (Operating Point Only)

3-1 固定バイアス回路

図3-1に示す回路は固定バイアス回路です。電源電圧 V_{CC} は 12V とし、コレクタ電流 $I_C = 2 \text{ mA}$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE} = 6V$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 を定めます。

抵抗 R_2 には 6V の電圧がかかり、2mA 流れますから、

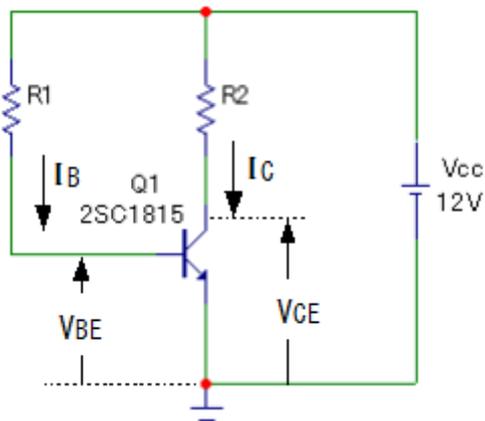
$$R_2 = \frac{6}{2 \times 10^{-3}} = 3 \times 10^3 = 3 \text{ k}\Omega$$

となります。また、抵抗 R_1 はベース・エミッタ間電圧 V_{BE} を 0.7V、直流電流増幅度 h_{FE} (β_F) をシミュレーション結果から色記号 Y を想定し、140 とすると、

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{140} = 14.3 \mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12 - 0.7}{14.3 \times 10^{-6}} = 790 \text{ k}\Omega$$

となります。では、この設計値について Operating Point Only で解析します。



まず、図3-2のトランジェント解析 Limits Box を開き、“Operating Point Only” にチェックし、Run ボタンをクリックし解析を行います。するとトランジェント解析結果のウィンドウが開きますが、このウィンドウには解析結果が反映されませんので、そのままファンクションキーF3 を押し初期画面に戻ります。



図3-2

初期画面の Drawing Area に戻ったら、図 3-3 に示す “Display Node Voltages” ツールバーをクリックします。すると、図 3-4 に示すように各ノード電圧が現れます。

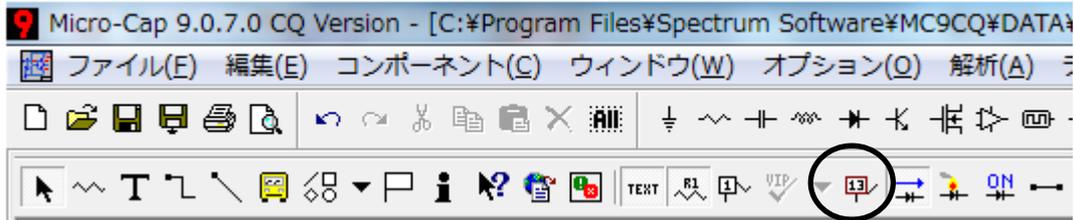


図 3-3 Display Node Voltages and States on the Schematic ツールバー

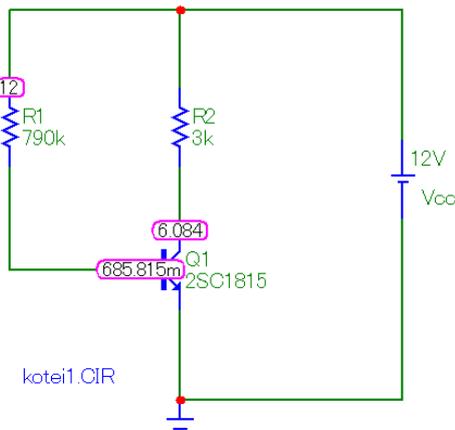


図 3-4 解析結果

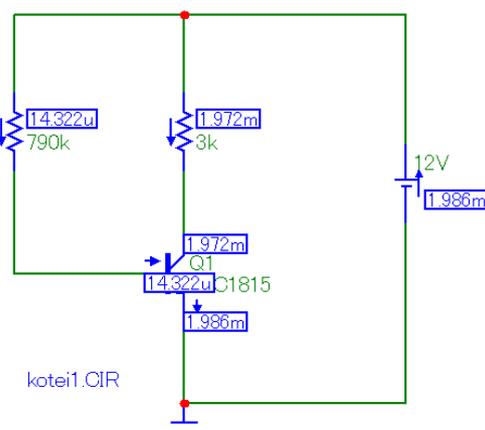
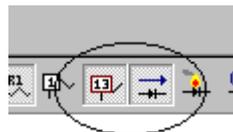


図 3-5 解析結果（電流値表示）

<電流値表示について>



Display Node Voltages ボタンの隣にあるボタンが Currents ボタンとなり、これをクリックすることで電流値表示ができます。

<メモ>

< Skill >

(1) 設計の目標値と解析結果を比較検討しましょう。

(2) 電源電圧 V_{CC} を $10V$ とし、コレクタ電流 $I_c=3mA$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE}=5V$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 を定め、Operating Point Only で解析しましょう。

(kotei_k1.CIR)

3-2 自己バイアス回路

図3-6に示す回路は自己バイアス回路です。電源電圧 V_{CC} は 12V とし、コレクタ電流 $I_C = 2\text{ mA}$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE} = 6\text{ V}$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 を定めます。

抵抗 R_2 に流れる電流は $I_C \gg I_B$ の関係からほとんど I_C となりますから、

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B} \approx \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 6}{2 \times 10^{-3}} = 3 \times 10^3 = 3\text{ k}\Omega$$

となります。また、抵抗 R_1 はベース・エミッタ間電圧 V_{BE} を 0.7V、直流電流増幅度 h_{FE} (β_F) を 140 とすると、

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{140} = 14.3\ \mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} = \frac{6 - 0.7}{14.3 \times 10^{-6}} = 371\text{ k}\Omega$$

となります。では、この設計値について Operating Point Only で解析します。

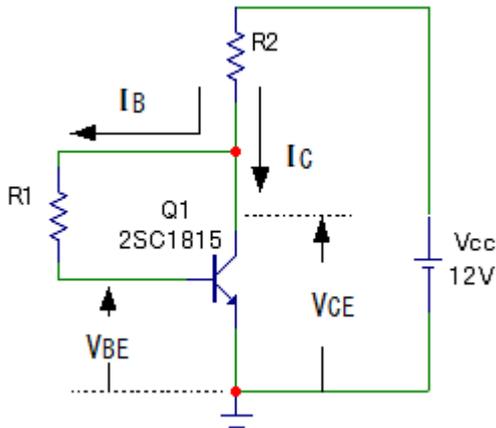


図3-6 自己バイアス回路

固定バイアス回路の解析と同様にして解析を行います。図3-7はその解析結果です。

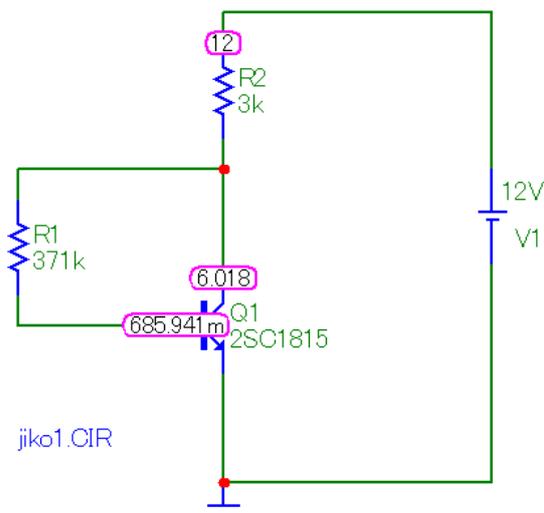


図3-7 解析結果

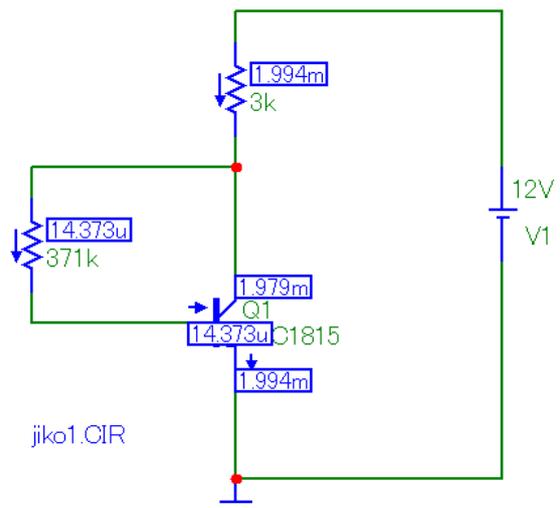


図3-8 解析結果 (電流値表示)

< メモ >

< Skill >

(1) 設計の目標値と解析結果を比較検討しましょう。

(2) 電源電圧 V_{CC} を 10V とし、コレクタ電流 $I_c=3\text{mA}$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE}=5\text{V}$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 を定め、Operating Point Only で解析しましょう。

(jiko_k1.CIR)

3-3 電流帰還バイアス回路

図3-9に示す回路は電流帰還バイアス回路です。電源電圧 V_{CC} は 12V とし、コレクタ電流 $I_C = 2 \text{ mA}$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE} = 5 \text{ V}$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 を定めます。

抵抗 R_4 に流れる電流 I_E は $I_E = I_B + I_C \approx I_C$ ($\because I_B \ll I_C$) と関係が成り立ちほとんど I_C となります。電圧 V_E は一般的に電源電圧 V_{CC} の 10% から 20% ぐらいにします。ここでは、 V_E を 2V とすると、

$$R_4 = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_E}{I_B + I_C} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{2}{2 \times 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

となります。

また、ベース電位 V_B はベース・エミッタ間電圧 V_{BE} を 0.7V とすると 2.7V になり、ベース電流 I_B は直流電流増幅度 h_{FE} (β_F) を 140 とすると $14.3 \mu\text{A}$ になります。 I_A は一般的に I_B の 10 倍以上流し I_A に対して I_B を無視できる小さい電流とします。 R_2 を切りの良い抵抗値にするために $270 \mu\text{A}$ とします。よって、 R_2 は、

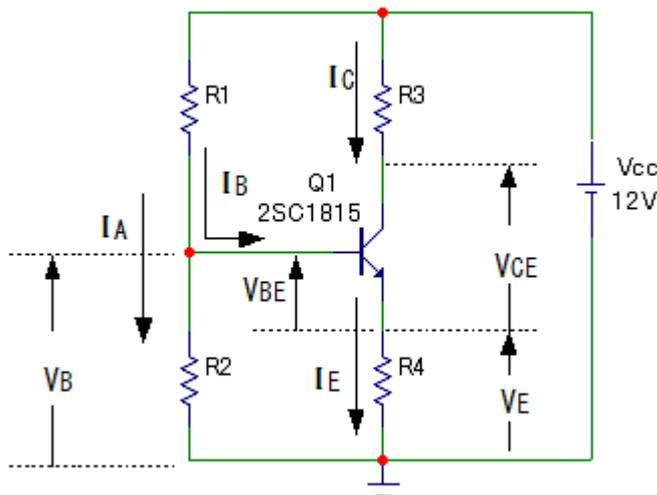
$$R_2 = \frac{V_B}{I_A} = \frac{2.7}{270 \times 10^{-6}} = 10 \text{ k}\Omega$$

とします。

R_1 には I_A と I_B が流れますので、

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_A + I_B} = \frac{12 - 2.7}{(270 + 14.3) \times 10^{-6}} = 32.711 \dots \approx 32.7 \text{ k}\Omega$$

とします。この R_1 の値によりバイアスが大きく影響を受けますので、実際の回路においても 2 つの抵抗を直列につなぐなどしてなるべく設計値に近いものを用います。この R_1, R_2 の二つの抵抗をベースブリーダ抵抗と呼びます。



$$\begin{aligned} R_3 \text{ は、} \\ R_3 &= \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE}}{I_C} \\ &= \frac{12 - 2 - 5}{2 \times 10^{-3}} \\ &= 2.5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

となります。

図3-9 電流帰還バイアス回路

この設計値について Operating Point Only で解析します。

固定バイアス回路の解析と同様にして解析を行います。図3-10はその解析結果です。

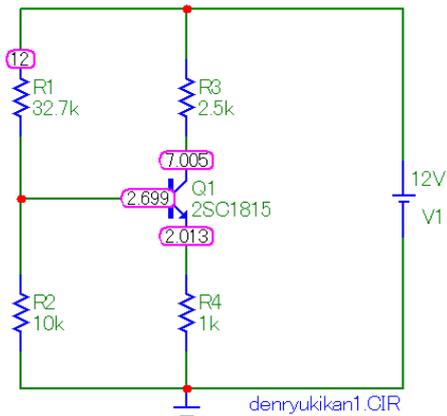


図 3-10 解析結果

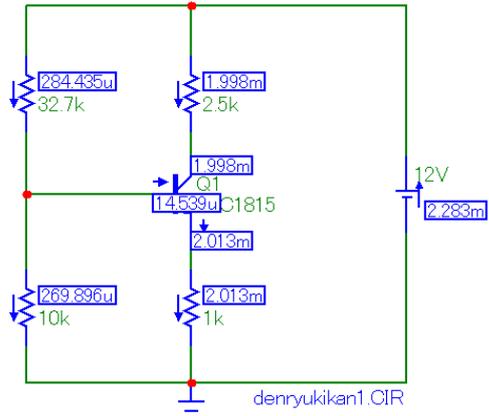


図 3-11 解析結果（電流値表示）

このようにベースブリーダ抵抗に共通に流れる電流 I_A をベース電流 I_B に対して 10 倍以上になるように設計することにより、ベース電流 I_B の影響を無視できるようになります。このことはトランジスタの直流電流増幅度 h_{FE} が多少ばらついてもバイアス回路に大きな影響を与えないことを意味します。

機器の中などの高温の環境下でのバイアスの安定度については検討していませんが、三つのバイアス回路の中で電流帰還型バイアス回路が一番安定しています。周囲温度 T_a (Ambient Temperature) が上昇すると、同じベース電流 I_B を流すためのベース・エミッタ間 V_{BE} は、目安で $2\text{ mV} / 10^\circ\text{C}$ 減少します。また、直流電流増幅度 h_{FE} も目安で $1\% / ^\circ\text{C}$ 増加します。このことは周囲温度 T_a が上昇した場合にベース・エミッタ間 V_{BE} が一定だとすると、コレクタ電流 I_C がどんどん増加していくことを表しています。さらに、トランジスタ自体から出る熱によって周囲温度 T_a がさらに上昇することになり、ますますコレクタ電流 I_C が増加することになります。遂にはトランジスタが熱に耐えられなくなり破損してしまいます。この現象は、熱暴走 (Thermal Runaway) と呼ばれています。

この現象を抑えるためには、周囲温度 T_a が上昇しコレクタ電流 I_C が増加しようとしたときベース・エミッタ間 V_{BE} を減少させるような回路の作用が必要となります。電流帰還型バイアス回路において、周囲温度 T_a が上昇してもベース電位はほとんど変化ありませんので、エミッタの電位が周囲温度とともに上昇すれば、ベース・エミッタ間 V_{BE} を減少させることができます。エミッタの電位は、抵抗 R_4 とコレクタ電流 I_C ($\approx I_E$) の積となりますので、抵抗 R_4 をなるべく大きいものを用いると、回路は周囲温度 T_a に対してより安定となります。ただし、あまり大きいものにすると出力 V_o が仕様を満たさなくなりますので、バランスを考えて抵抗 R_4 (エミッタの電位) を決めます。

< Skill >

- (1) 設計の目標値と解析結果を比較検討しましょう。

- (2) トランジスタ 2SC1815 のモデルで使われているパラメータ $\beta_F=196$ を 100、300 と変えてバイアスを解析してみましょう。パラメータ β_F は、理想最大順方向ベータです。

(denryukikan_k1.cir)

- (3) 電源電圧 V_{CC} を 10V とし、コレクタ電流 $I_C=3mA$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE}=4V$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 を定め、Operating Point Only で解析しましょう。

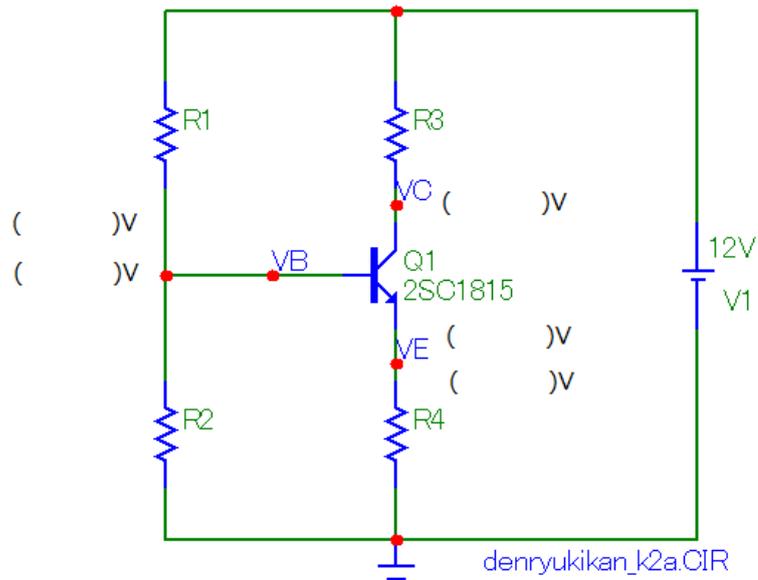
(denryukikan_k2.cir)

- (4) 電源電圧 V_{CC} を 12V とし、コレクタ電流 $I_C=2mA$ 、コレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE}=5V$ になるように、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 を定め、Operating Point Only で解析しましょう。ただし、 h_{FE} は 100 とし、抵抗は E24 系列から選択せよ。

(denryukikan_k2a.cir)

<実験> プロットボード上に Skill④の回路を組み、各バイアス電圧を測定せよ。

- (1) プロットボード上に回路を作成する。
 - (ア) プロットボード上で電源ラインとグラウンドラインを決める。
 - (イ) 配線する場合は、赤い単線を電源に黒い単線をグラウンドに用いる。
 - (ウ) 大体の部品の位置を決める。このとき測定しやすいようになるべく図面に合わせ、適度な空間をあけると良い。
 - (エ) 部品のリード線は、必要以上に無理に曲げないようにする。特にトランジスタの足はもげやすいので注意すること。
- (2) 直流電圧をかける。
 - (ア) 直流電源の OUTPUT が OFF であることを確認する。
 - (イ) 回路に電圧をかける前に直流電源の電流容量を 50mA (MAX) に制限する。
 - (ウ) プロットボードと電源を接続する。
 - (エ) 出力電圧を 0V に合わせ、OUTPUT を ON にする。
 - (オ) 徐々に電圧を上げる。この途中で直流電源の電圧表示が上がらない、ふらつく、電流表示が電流容量の最大値 (50mA) を示すときは、直ちに OUTPUT を OFF にする。また、部品が熱を持ったり、変な匂いがするなど何らかの異変に気付いたときも直ちに OUTPUT を OFF にする。最終的に電源電圧を 12V に合わせる。部品を指で触るときは、軽いタッチで触れるようにする。決してギュッと掴まないこと。
- (3) バイアス測定
 - (ア) テスタを DC30V レンジに設定し、電源電圧及びプロットボード上の電源ライン、グラウンドラインの電圧を確認する。
 - (イ) 下図に示す箇所のバイアス測定せよ。ただし、VB と VE は、12V レンジと 3V レンジの両方で測定すること。テスタはアナログテスタを使用していることを前提とする。



4. 増幅回路とトランジェント解析

4-1 エミッタ接地増幅回路 1

図4-1に示す回路は図3-9の電流帰還バイアス回路に信号源 V_i とカップリングコンデンサ $C1, C2$ を加えたエミッタ接地増幅回路です。信号源 V_i はパレット1 (Ctrl+1) の Sine Source をクリックし適当な位置に配置します。すると、属性 Dialog Box が開きますので、図4-2のように設定し、OK ボタンをクリックします。

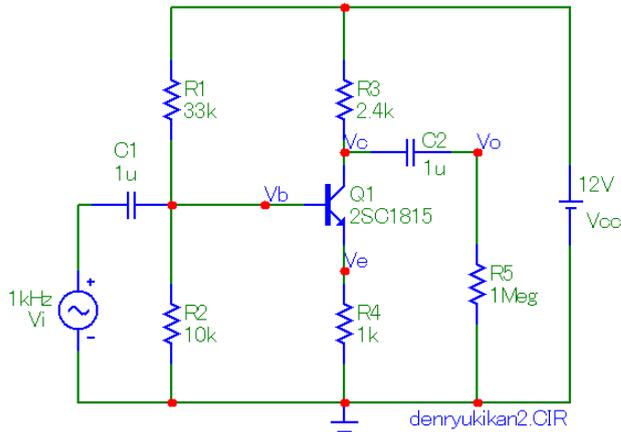


図4-1

カップリングコンデンサ $C1, C2$ は、直流電圧に信号成分を乗せたり、逆に、直流電圧をカットし、信号成分を取り出します。一般的に数 μF の電解コンデンサ等を用います。このような極性のあるコンデンサを用いた場合は平均的な電圧、つまり、バイアス電圧の高い方の極性がプラス (+) になります。

シミュレーションにおいて極性は関係ありません。また、 $R5$ は $C2$ の片足が開放だとシミュレータがエラーを返してくるので、開放に近い状態とするために大きな抵抗を付けます。

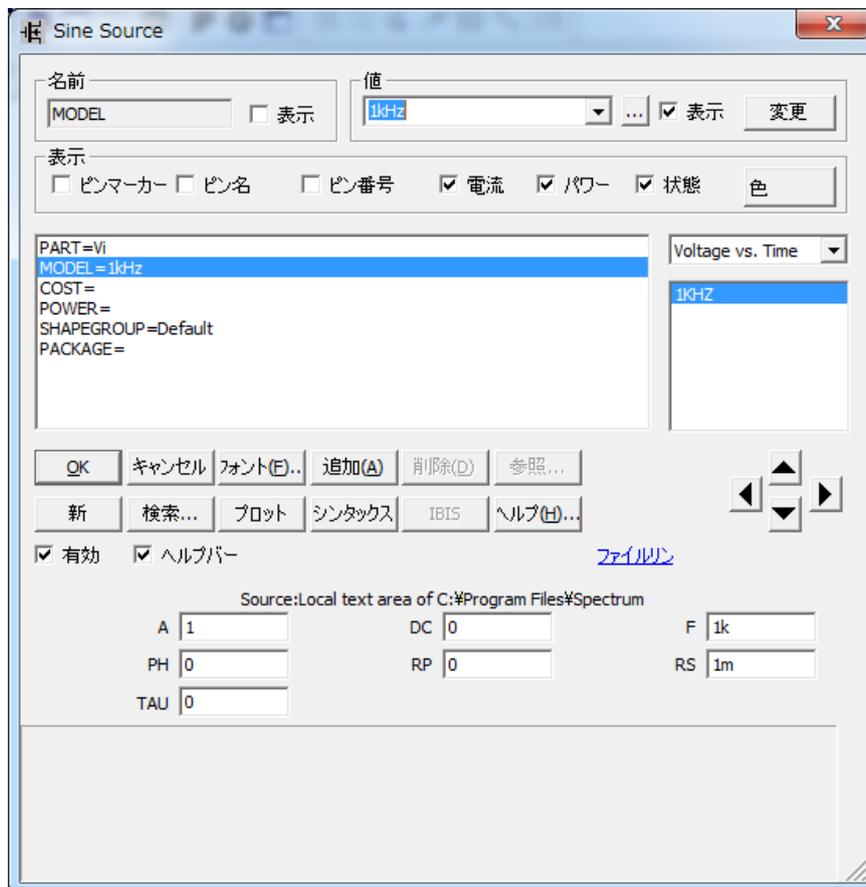


図4-2 Sine Source ダイアログボックス

Sine Source で指定したモデル 1kHz は、図 4-3 に示す様に図 4-2 の下方に出ているボックス内のパラメータを修正します。

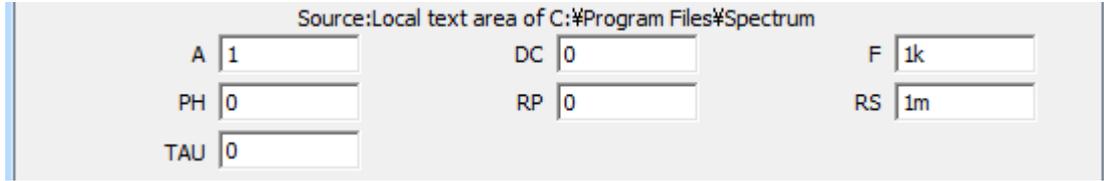


図 4-3

次に、図 4-4 に示す画面左下の“Models”タブをクリックし、テキスト領域の Models に切り替えます。回路図とテキストの切り替えは Ctrl+G で行えます。

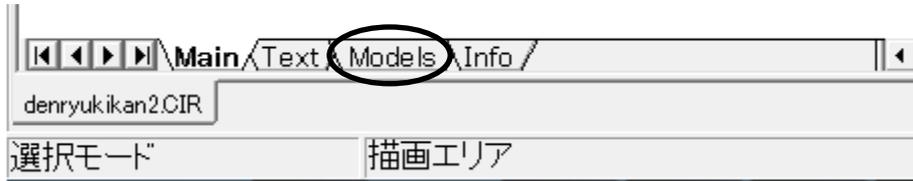


図 4-4

Models には、1kHz モデルが Model 文を使い以下のように定義してあります。

.MODEL 1KHZ SIN (F=1k)

この定義と Sine Source ダイアログボックスでの定義は連動していますので、一方を変更するともう一方にも自動的に変わります。

では、トランジェント解析 Limits Box を開き、図 4-5 のように設定します。そして、Run ボタンを押すと、解析結果が表示されます。この設定においては“Operating Point Only”のチェックは必ず外しておきます。デフォルトで3つの波形まで指定はできるようになっていますが、増やしたい場合は追加ボタンで行います。



図 4-5

トランジエント解析結果を図4-6に示します。これから増幅度 A_v が-2.4倍弱になっているのが確認できます。増幅度の“-”（マイナス）は位相の反転を表します。

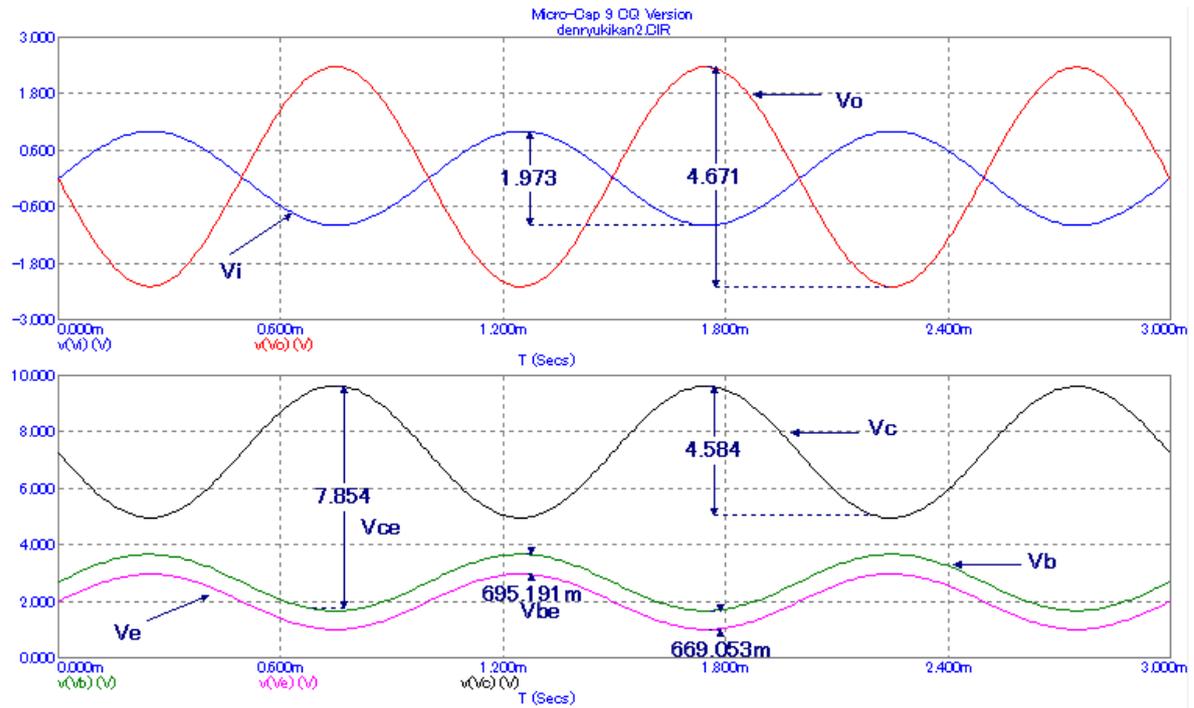


図4-6

< メモ >

< Skill >

- (1) 増幅度 $A_v = -2.4$ 倍を利得 G_v (ゲイン: dB) で表現してみましょう。

$$G_v = 20 \cdot \log_{10} A_v$$

- (2) 図4-1において信号源 V_i の振幅 A を 2V、3V の変更し、改めてトランジエント解析してみましょう。

- (3) $V_{cc} = 12V$ 、 V_{omax} の振幅 $A = 9V_{p-p}$ 、増幅度 A_v は -3 倍以上の反転増幅器を設計し、トランジエント解析しましょう。動作点の I_c および V_c は条件を満たすように決めてください。

(denryukikan_k3.CIR)

<補足> (常用) 対数関数について

つぎの表現は、「ログ 10 底 (てい) の 100 は 2」と読みます。

$$\log_{10} 100 = 2$$

底が 10 である対数を常用対数といいます。上記の表現は、10 を何乗すれば 100 になるかを表しています。したがって、2 となります。

以下に 1 から 100000 までの常用対数を取った値を示します。

$\log_{10} 10 = 1$	$\log_{10} 100000 =$		
$\log_{10} 9 \approx 0.95$	$\log_{10} 10000 =$		
$\log_{10} 8 \approx 0.9$	$\log_{10} 1000 = 3$		
$\log_{10} 7 \approx 0.85$	$\log_{10} 100 = 2$		
$\log_{10} 6 \approx 0.78$	$\log_{10} 10 =$		
$\log_{10} 5 \approx 0.7$	$\log_{10} 1 =$		
$\log_{10} 4 \approx 0.6$			
$\log_{10} 3 \approx 0.48$			
$\log_{10} 2 \approx 0.3$			
$\log_{10} 1 = 0$			
	<i>dB</i>	倍	倍 (概算)
	20	10	10
	19	8.91	9
	18	7.94	8
	17	7.08	7
	16	6.31	6.3
	15	5.62	5.6
	14	5.01	5
	13	4.47	4.5
	12	3.98	4
	11	3.55	3.5
	10	3.16	3.16
	9	2.82	2.8
	8	2.51	2.5
	7	2.24	2.25
	6	2.00	2
	5	1.78	1.75
	4	1.58	1.58
	3	1.41	1.4
	2	1.26	1.25
	1	1.12	1.125
	0	1	1

また、電子回路では、これらの値を 10 倍 (電力) または 20 倍 (電流・電圧) した値を増幅度ゲイン (gain) [dB] として利用します。

$20 \cdot \log_{10} 100000 =$		
$20 \cdot \log_{10} 10000 =$		
$20 \cdot \log_{10} 1000 = 60$		
$20 \cdot \log_{10} 100 = 40$		
$20 \cdot \log_{10} 10 = 20$		
$20 \cdot \log_{10} 9 \approx 19$		
$20 \cdot \log_{10} 8 \approx 18$		
$20 \cdot \log_{10} 7 \approx 17$		
$20 \cdot \log_{10} 6 \approx 15.6$		
$20 \cdot \log_{10} 5 \approx 14$		
$20 \cdot \log_{10} 4 \approx 12$		
$20 \cdot \log_{10} 3 \approx 9.5$		
$20 \cdot \log_{10} 2 \approx 6$		
$20 \cdot \log_{10} 1 = 0$		

次の数値を参考に以下の表を概算で埋めよ。

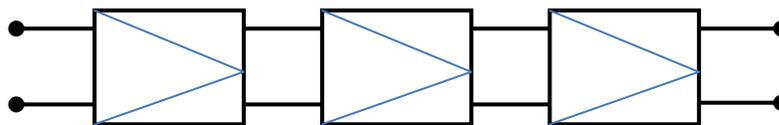
$$3dB \approx \sqrt{2} \approx 1.41, \quad 6dB \approx 2, \quad 10dB \approx \sqrt{10} \approx 3.16$$

$$-3dB \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.7, \quad -6dB \approx \frac{1}{2} = 0.5$$

dB	倍 (概算)	dB	倍 (概算)	dB	倍 (概算)
20	10	40	100	60	1000
19		39	90	59	
18		38	80	58	
17		37		57	
16		36		56	
15		35		55	
14		34		54	
13		33		53	
12		32		52	
11		31		51	
10		30		50	
9		29		49	
8		28		48	
7		27		47	
6		26		46	
5		25		45	
4		24		44	
3		23		43	
2		22		42	
1		21		41	
0	1	20	10	40	100

三段構成からなる増幅器の全体の増幅度を求めてみましょう。

初段	励振 (次) 段	出力段	全 体
25 倍	45 倍	10 倍	倍

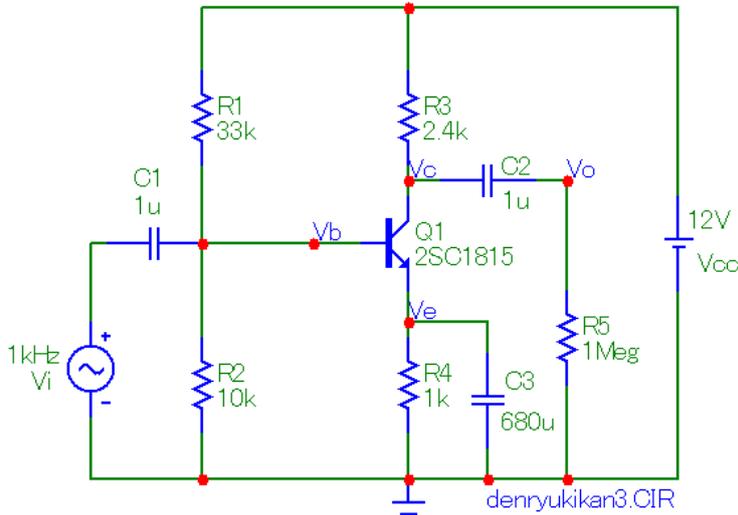


28dB	33dB	20dB	dB
------	------	------	----

4-2 エミッタ接地増幅回路2

図4-7は抵抗R4に並列にバイパスコンデンサC3を接続し、増幅度 A_v が大きくなるようにしたものです。この回路において信号成分はR4に流れずほとんどC3に流れます。

まず、バイアス電圧を図4-8で確認すると図3-10と全く同じ電圧及び電流になり、コンデンサを接続しても直流的には開放であることが確認できます。



バイパスコンデンサC3は、一般的に数百 μF の電解コンデンサを付けます。ここでは、適当に $680\mu\text{F}$ のコンデンサを用います。通常、電解コンデンサは極性に気をつけなければ成りませんが、シミュレータの場合極性はありません。

図4-7

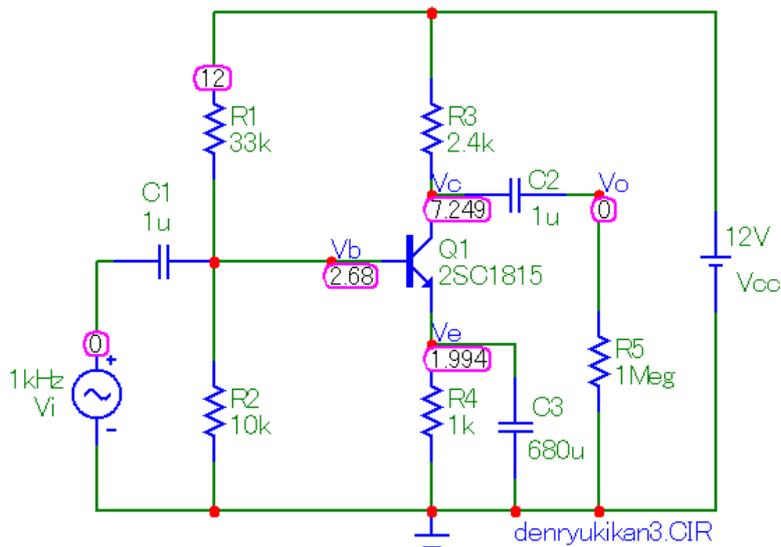


図4-8

では、交流電源 1 kHz の振幅 A を 10mV と設定し以下の図 4-9 のようにトランジェント解析 Limits Box を設定し解析を行います。



図 4-9

< メモ >

図4-10に解析結果を示します。これより、増幅度が非常に大きくなったことが確認できます。

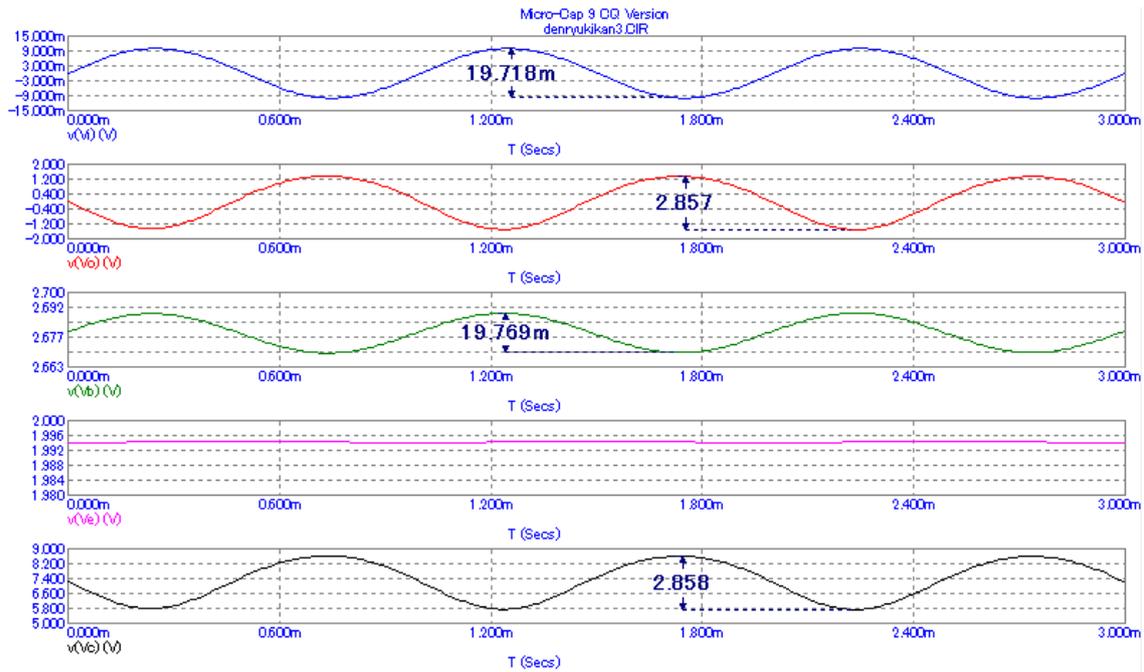


図4-10

< メモ >

< 補足 > ・ h (ハイブリッド) パラメータ

回路の小信号に対する増幅の様子を表すためによく h パラメータを用いた等価回路が用いられます。この等価回路は図 4-1-1 に示す 4 端子等価回路の一つの手法で、電流 I_i と電圧 V_o を独立変数とし、電圧 V_i と電流 I_o を従属変数として用います。

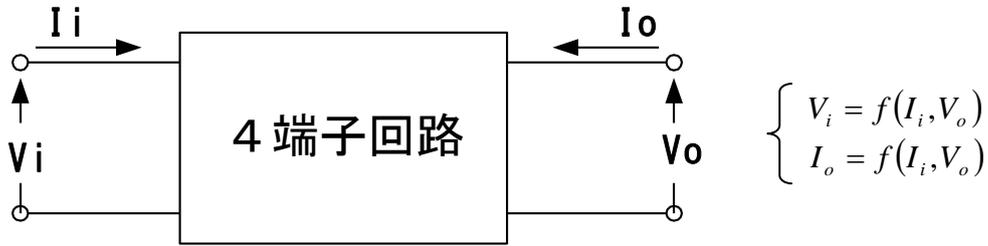


図 4-1-1

この入出力電圧・電流の小信号成分を i_i 、 v_i 、 i_o 、 v_o とすると (全微分より)、

$$\begin{cases} v_i = \frac{\partial f_1}{\partial I_i} \cdot i_i + \frac{\partial f_1}{\partial V_o} \cdot v_o \\ i_o = \frac{\partial f_2}{\partial I_i} \cdot i_i + \frac{\partial f_2}{\partial V_o} \cdot v_o \end{cases} \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} v_i = h_i \cdot i_i + h_r \cdot v_o \\ i_o = h_f \cdot i_i + h_o \cdot v_o \end{cases}$$

で表現できます。ここで用いた h_i 、 h_r 、 h_f 、 h_o を h (ハイブリッド) パラメータと呼んでいます。

もう少し分かり易く言い換ええると、入力電圧 v_i は入力電流 i_i と出力電圧 v_o の影響を受け、それぞれの影響の度合いを h_i 、 h_r で表します。これらの値は大きいほど入力電圧 v_i も大きく変動することになります。入力電流 i_i と出力電圧 v_o の変化は、基本的に同時に起こりますので、入力電圧 v_i に与える影響は、それぞれの影響の和になります。

これを図 4-1-2 に示すように、エミッタ接地すなわち共通端子をエミッタとしたバイポーラトランジスタに適用すると、

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{cases}$$

と表現できます。各パラメータの添字の e はエミッタ接地を意味します。エミッタ接地の他にベース接地、コレクタ接地の h パラメータがありますが、ここではエミッタ接地の h パラメータのみ紹介します。

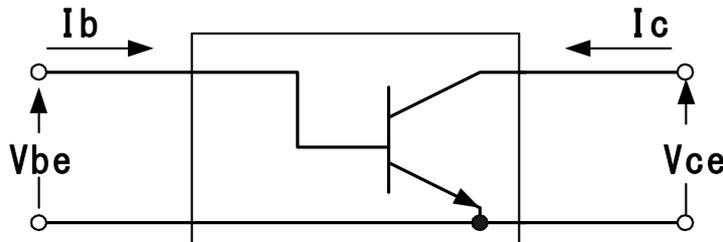


図 4-1-2

このエミッタ接地における4つのhパラメータの意味は、

$$h_{ie} = \left(\frac{v_{be}}{i_b} \right)_{v_{ce}=0} : \text{出力端を短絡とした場のトランジスタの入インピーダンス}[\Omega]$$

$$h_{re} = \left(\frac{v_{be}}{v_{ce}} \right)_{i_b=0} : \text{入力端を開放とした場のトランジスタの電帰還比}$$

$$h_{fe} = \left(\frac{i_c}{i_b} \right)_{v_{ce}=0} : \text{出力端を短絡とした場のトランジスタの電増幅率}$$

$$h_{oe} = \left(\frac{i_c}{v_{ce}} \right)_{i_b=0} : \text{入力端を開放とした場のトランジスタの出力アドミタンス}[s]$$

となります。この4つのパラメータは単位がそれぞれ異なり混在していることからハイブリッドパラメータと呼ばれています。

では、このパラメータを用いトランジスタを別の解析しやすい等価な回路に置き換えると、図4-13になります。

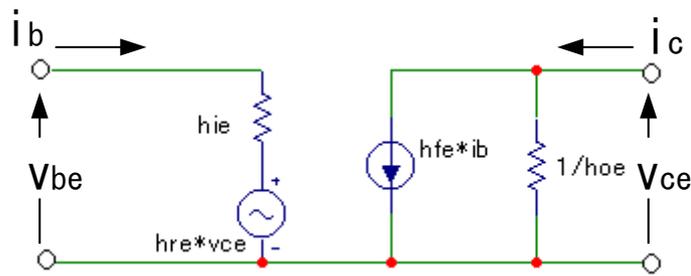


図4-13

エミッタ接地において h_{re} は非常に小さいため簡略化された等価回路がよく用いられます。

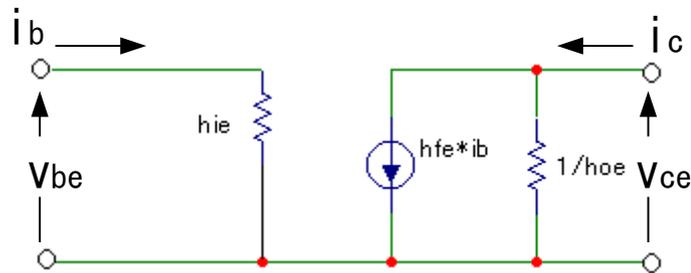
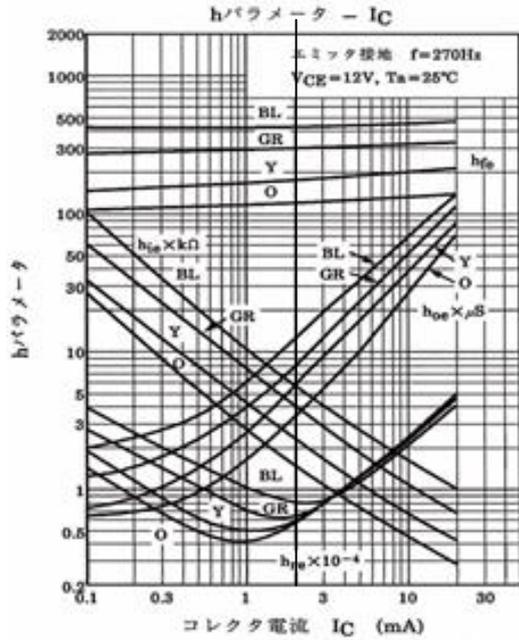


図4-14

(a)



(b)

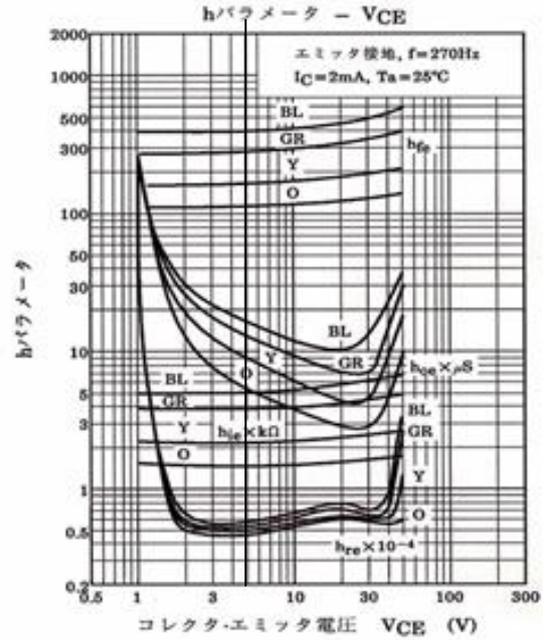


図 4-15

図 4-15 はデータシートから 2SC1815 の h パラメータに関するグラフを抜粋したものです。図 4-15 (b) のグラフは、コレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} を 2 V から 40 V ぐらいまで変化させたとき h_{oe} 以外のパラメータの変化は小さいことを表します。 h_{oe} は回路の動作に与える影響は小さいので、一般的には、各パラメータの値は、動作点特にコレクタ電流 I_c を基準に図 4-15 (a) から読み取ります。しかし、今回はコレクタ電流 I_c が 2 mA と図 4-15 (b) のグラフと条件がぴったり合いますので、図 4-8 の回路ではコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} なので、縦にラインを入れ、色記号は実際使う部品に合わせ Y (イエロー) を選択し、それぞれの交点を読みます。

$$h_{ie} = \quad \Omega \quad , \quad h_{re} = 0.5 \cdot 10^{-4} \quad , \quad h_{fe} = \quad , \quad h_{oe} = 9 \mu S$$

$$(1/h_{oe} = 111 k \Omega)$$

では、図 4-8 の回路を小信号に対する等価回路に置き換えます。ここでの小信号とは周波数が数十 Hz から数百 Hz の範囲の小信号を対象とします。

この周波数に対して、カップリングコンデンサ C1、C2 とバイパスコンデンサ C3 は、インピーダンスが周りの抵抗に対して非常に小さくなるため短絡と考えることができます。また、直流電源の内部抵抗は非常に小さいため信号成分の電流は妨げをほとんど受けることなく流れます。したがって、直流電源も信号的には短絡と捉えることができます。これを回路図上に入力すると、次のようになります。

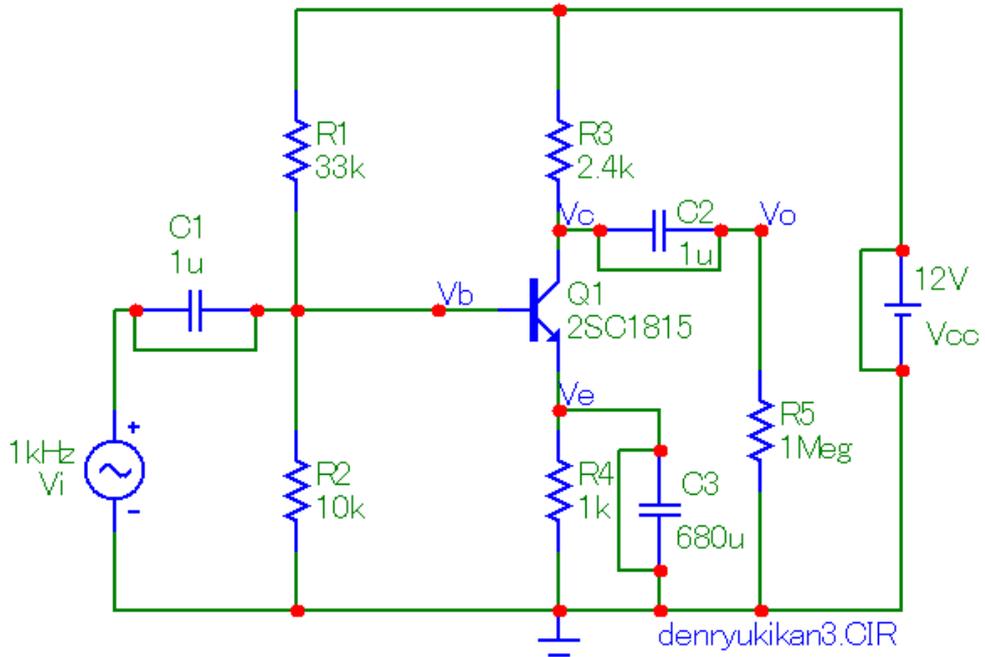


図 4 - 1 6

直流電源を短絡すると、 $R1$ と $R2$ と信号源 V_i は並列、 $R3$ と $R5$ も並列接続となります。さらにトランジスタに h パラメータを用いた等価回路に置き換えると、漸く等価回路の完成となります。

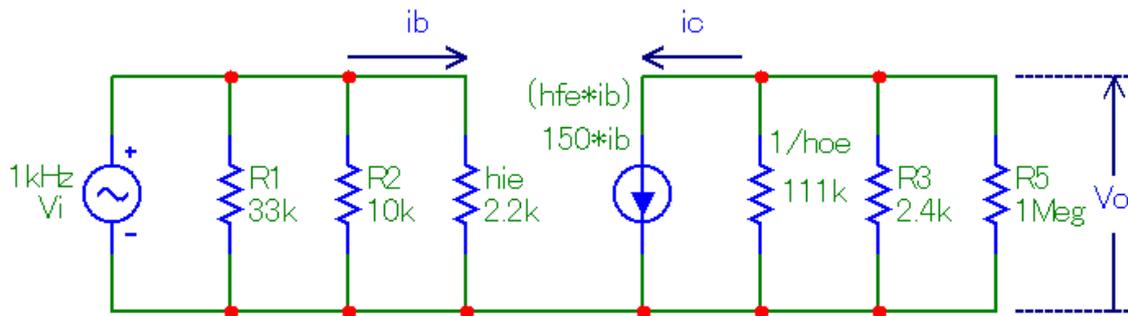


図 4 - 1 7

この等価回路を使うことによって、増幅度や入出力インピーダンスの値を論理的に説明することが可能になります。

< Skill >

(1) 解析結果から増幅度 A_v (倍)、利得 G_v (dB) を求めましょう。

(2) 小信号に対する等価回路を利用して、増幅度を計算で求めてみましょう。

(3) 図4-18の回路において、 $I_c = 1\text{ mA}$ 、増幅度 $A_v = -20$ 倍以上、無歪み最大出力 8 V_{p-p} の増幅器を設計し、トランジエント解析を行ってみましょう。ただし、増幅度 $A_v \approx -R_3/R_6$ 弱となります。

(denryukikan_k4.CIR)

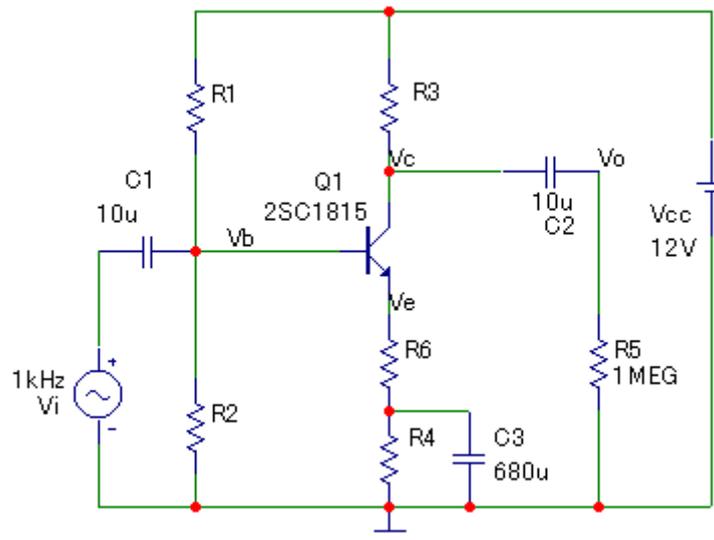


図4-18

4-3 入力インピーダンス

増幅回路の入力インピーダンス Z_i が小さいと信号源に負担をかけることになります。特に内部インピーダンスの大きい信号源（例えば、各種センサー）を低入力インピーダンスの増幅器で受けると信号源からの出力電圧 V_i は低下し、信号を取り出せません。一般的に入力インピーダンスは大きければ大きいほど良く、理想的には無限大が望ましい。

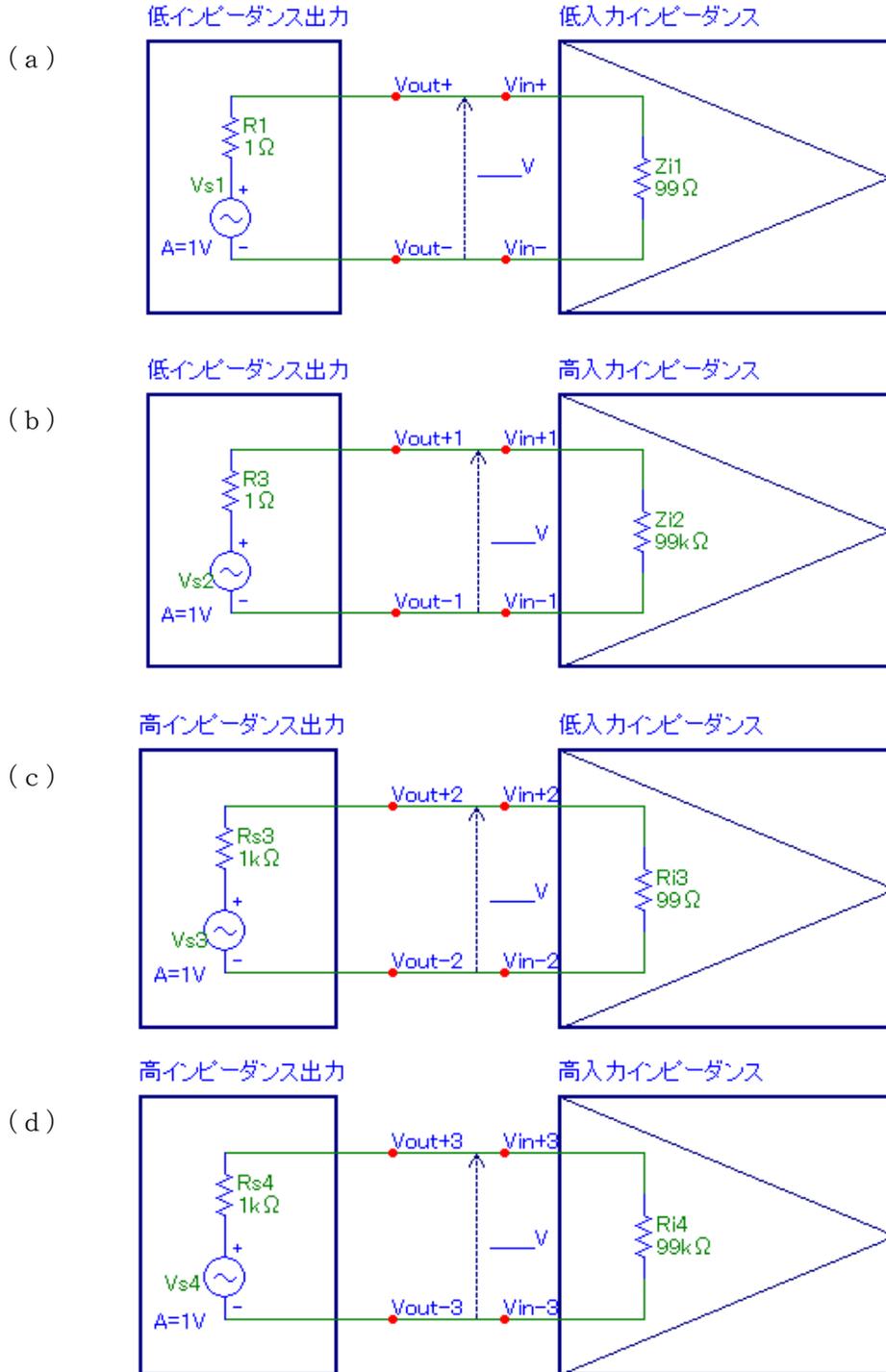


図 4-19

また、高周波回路においてインピーダンスマッチング（整合）をとる場合などには取り扱っている回路の入力インピーダンスがどのくらいになるか把握しておく必要があります。同軸ケーブルのインピーダンスは特性インピーダンスと呼ばれ、マッチングをとる必要がある場合は、出力インピーダンス、特性インピーダンス、入力インピーダンスをの三項を同じ値にする必要があります。

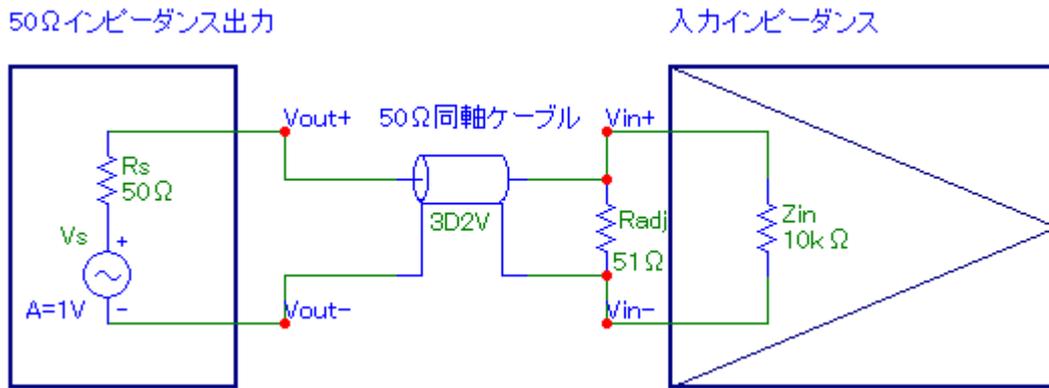


図 4-20

図 4-21 は入力インピーダンス Z_i の測定回路です。抵抗 R_6 を調整し、入力信号 V_i の 2 分の 1 が R_6 での電圧降下になるようにします。このときの R_6 が Z_i に等しくなります。図中の値は、次の計算式で求めたものです。

$$Z_i \approx R_1 // R_2 // h_{ie} = 33k // 10k // 2.2k \approx 1.71 k\Omega$$

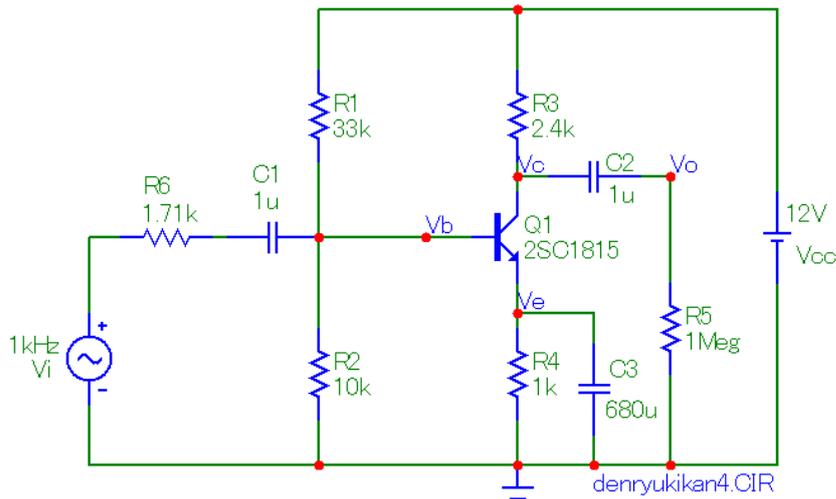


図 4-21

図 4-22 のようにトランジエント解析 Box を設定し、解析を行います。図 4-23 は解析結果です。

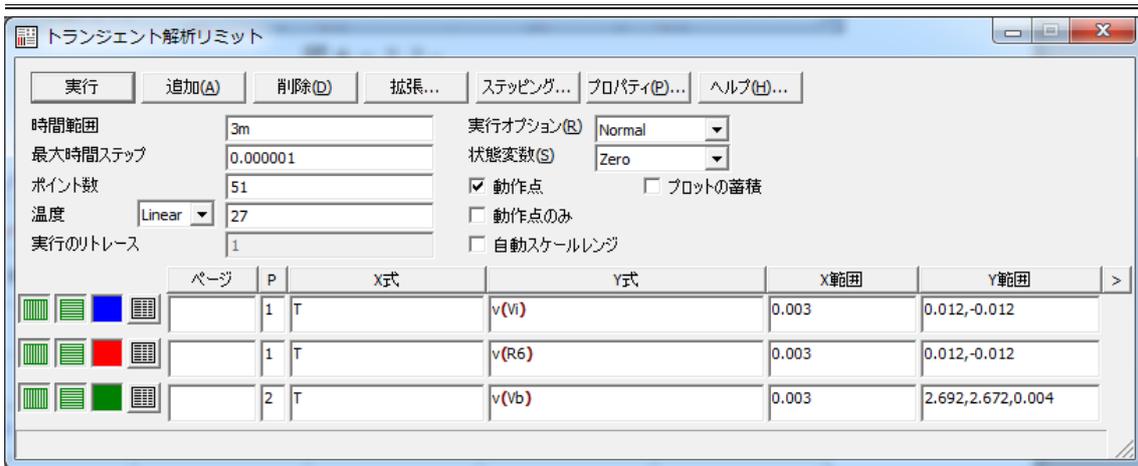


図 4-2 2

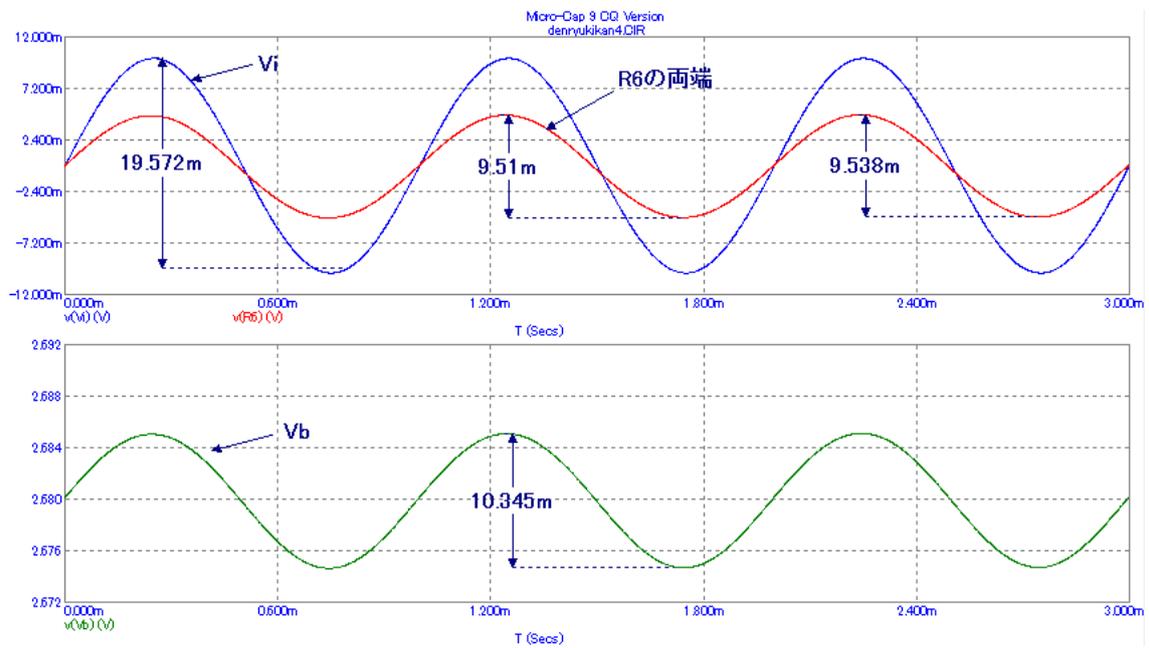


図 4-2 3

< Skill >

(1) シミュレーション結果より入力インピーダンス Z_i を検討してみましょう。

(2) 図4-18の回路へ抵抗を挿入し適当な値を入れ入力インピーダンス Z_i をシミュレーションにより推察してみましょう。

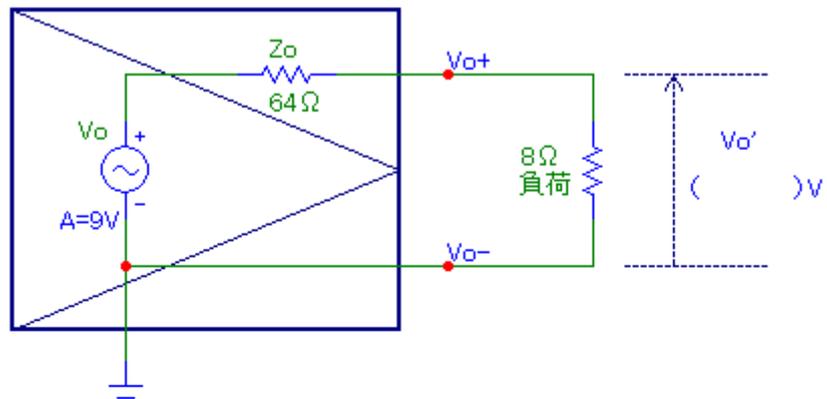
(denryukikan_k5.CIR)

(3) 図4-18の回路の小信号に対する等価回路を描き、計算で入力インピーダンスを求めよ。

4-4 出力インピーダンス

増幅器の出力インピーダンス Z_o が大きいと出力から電流を取り出した（大きい負荷がかかった）とき、 Z_o での電圧降下により出力電圧が低下し十分な出力を取り出せなくなります。一般的に出力インピーダンスは小さいほど良く、理想的にはゼロが望ましい。

高出力インピーダンス



低出力インピーダンス

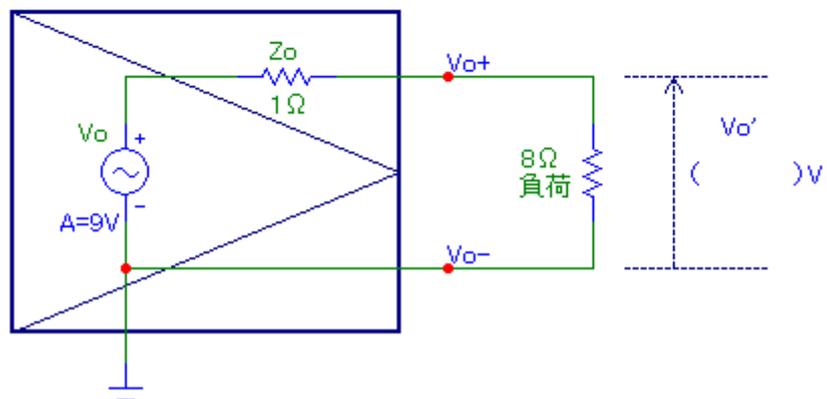
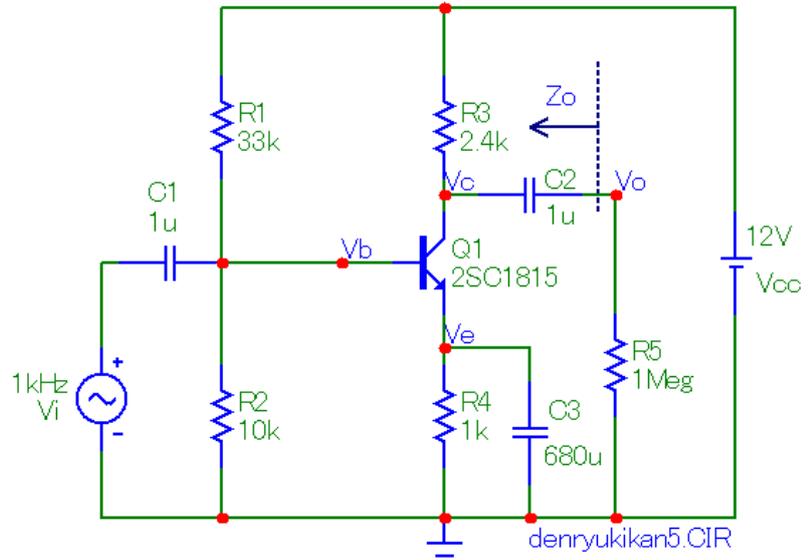


図 4-24

図4-25において、R5が1M(メガ)Ωのときの状態を開放と考えます。

図4-25



この回路における出力インピーダンスは次の式で求められます。

$$Z_o = R3 // \frac{1}{h_{oe}} = 2.4k // 111k = 2.35k\Omega \approx R3$$

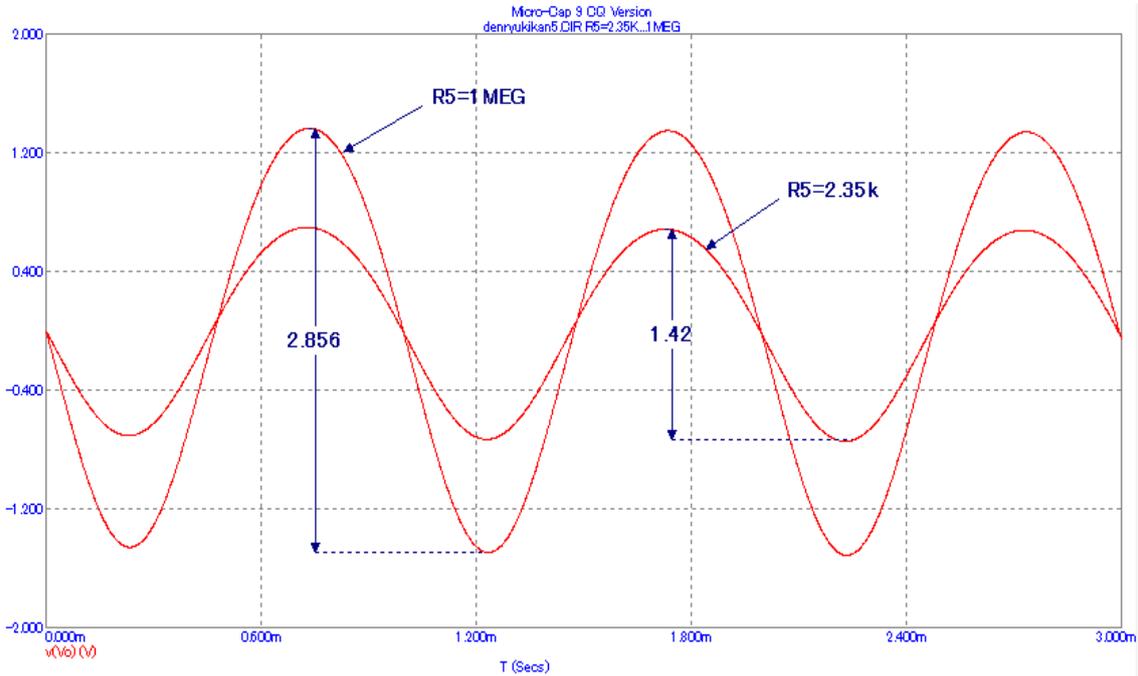


図4-26

図4-26に抵抗R5を1MΩと2.35kΩにした場合の出力Voの解析結果を示します。尚、ここでの解析にはステップ機能を用いています。この機能のパラメータ等の設定法は、後で取り扱います。

< Skill >

(1) 図4-26に示した解析結果について、検討しましょう。

(2) 以下の式について、等価回路を使って説明しましょう。

$$Z_o = R_3 // \frac{1}{h_{oe}} = 2.4k // 111k = 2.35k\Omega \approx R_3$$

(3) 図4-27の回路図について、シミュレーションにより入出力インピーダンス Z_i 、 Z_o を求めましょう。
(denryukikan_k6.CIR)

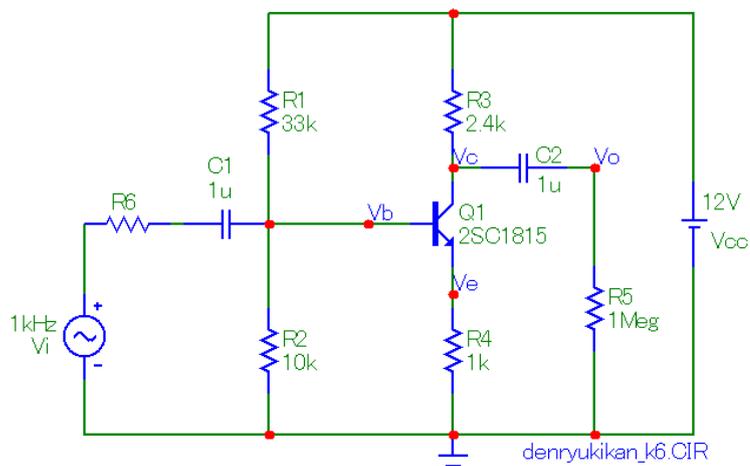


図4-27

4-5 次段の入力インピーダンス Z_{i2} を考慮した回路設計

これまでのバイアス回路において、出力側、すなわちコレクタの動作点におけるバイアス電流は数mA で適当に計算のやり易い値とし、バイアス電圧 V_{CE} は電源電圧 V_{CC} とエミッタ電位 V_E の電位差の2分の1としてきました。この方法は次段の入力インピーダンス (Z_{i2}) が大きい場合やそれほど大きい出力 V_o を必要としない場合などにはこの方法で十分です。しかし、次段の入力インピーダンスが小さい場合はこれを考慮し、必要な出力電圧が得られるように電源電圧 V_{CC} 、最適な動作点、回路定数を定めます。

いま、図4-28の電流帰還形エミッタ接地増幅回路を用いて、励振段増幅器を設計します。電源電圧 $V_{CC}=12V$ 、最大出力電圧 $V_o=3V_{P-P}$ 、次段の入力インピーダンス $Z_{i2}=1k\Omega$ とします。

まず、動作点におけるコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} は、理想的な場合最大出力電圧の振幅に等しくなりますが、コレクタ・エミッタ間飽和電圧 $V_{CE(SAT)}$ や入力特性の非線形歪みのため完全には一致しません。そこで、0.5V 余裕をみてコレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE}=2V$ とします。

次に、エミッタ電位を V_{CC} の20%とし R_3 を求めます。動作点での R_3 と他の回路定数との関係は、

$$R_3 \leq Z_{i2} \cdot \left(\frac{0.8V_{CC}}{V_{CE}} - 2 \right) \dots\dots\dots \text{式A}$$

の式で表すことができます。すでに分かっている値を代入すると

$$R_3 \leq 1k \cdot \left(\frac{0.8 \cdot 12}{2} - 2 \right) = 1k \cdot \left(\frac{9.6}{2} - 2 \right) = 2.8k$$

と計算できます。ここで R_3 は $2.7k\Omega$ と $2.4k\Omega$ が候補になりますが、少し余裕を見て $2.4k\Omega$ とします。この値を大きく選択すれば、決められた電源電圧に収まらなくなります。

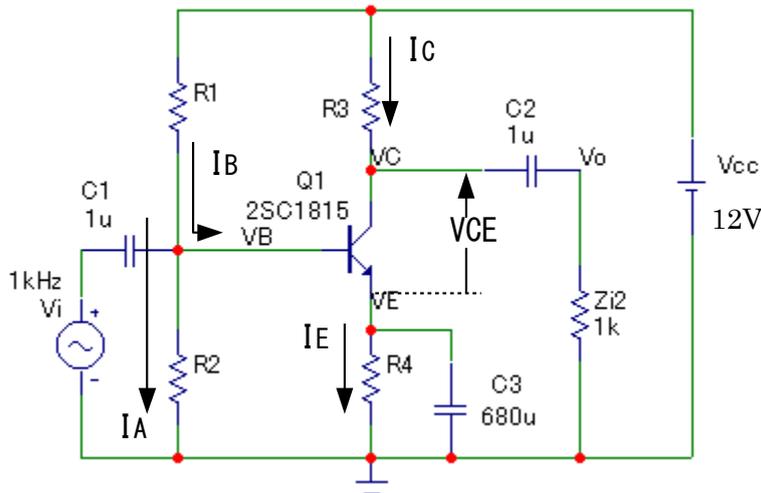


図4-28

次に、コレクタ電流 I_C は、

$$I_C = \frac{0.8V_{CC}}{R3 + R3 // Z_{i2}} \dots\dots\dots \text{式B}$$

$$= \frac{9.6}{2.4k + 2.4k // 1k} = \frac{9.6}{2.4k + 706} \approx 3.09 \text{ mA}$$

となります。

また、エミッタ抵抗 $R4$ は、

$$R4 = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{0.2 \cdot V_{CC}}{I_C} = \frac{2.4}{3.09 \times 10^{-3}} \approx 777 \Omega$$

よって、E24 系列から選ぶと、750Ω または 820Ω となりますが、 V_{ce} を広めにとっておきたいので、 I_C を抑えるために $R4 = 820 \Omega$ とします。

ここで、 $h_{FE} = 100$ とすると、 $I_B \approx 31 \mu A$ となります。また、 $V_{BE} = 0.7V$ とすると、ベース電位 $V_B = 3.1V$ となります。 I_A は I_B の 10 倍以上としますので、適当に抵抗 $R2$ を 7.5kΩ とし、 $I_A = 3.1 / 7.5k = 413 \mu A$ 流します。また、抵抗 $R1$ は、

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_A + I_B} = \frac{8.9}{444 \times 10^{-6}} \approx 20.05 \text{ k}\Omega$$

となります。この抵抗はなるべく近い値としたいので、 $R1$ は 20kΩ とします。

図 4-29 にバイアス電圧の解析結果を示します。これは、抵抗 $R4$ を計算値より大きく選定しましたので、コレクタ電流が若干少なめに流れていますが、もともとコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} は余裕をみて設計されていますので、2V 以上が確保されています。

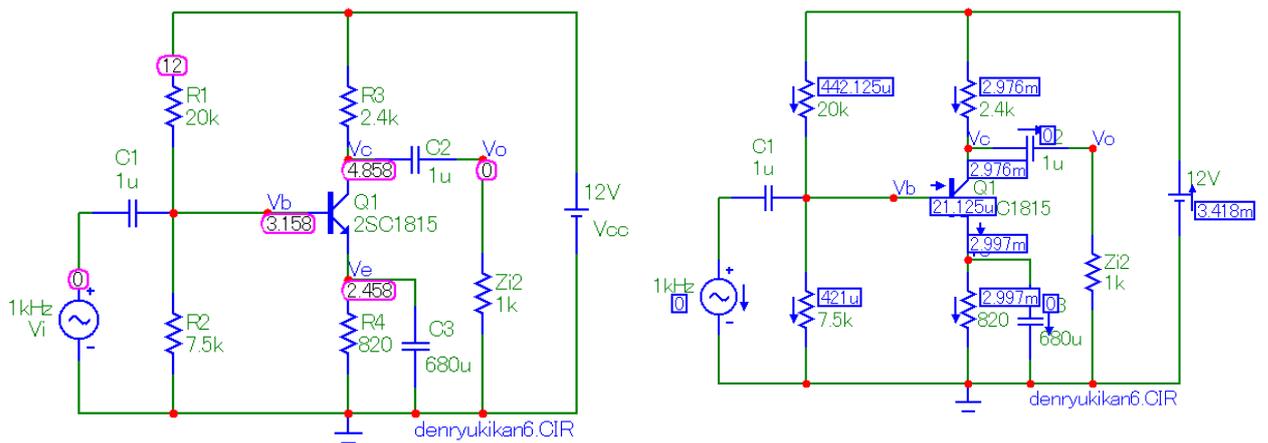


図 4-29

図4-30にトランジェント解析 Limits Box と図4-31にその解析結果を示します。



図4-30

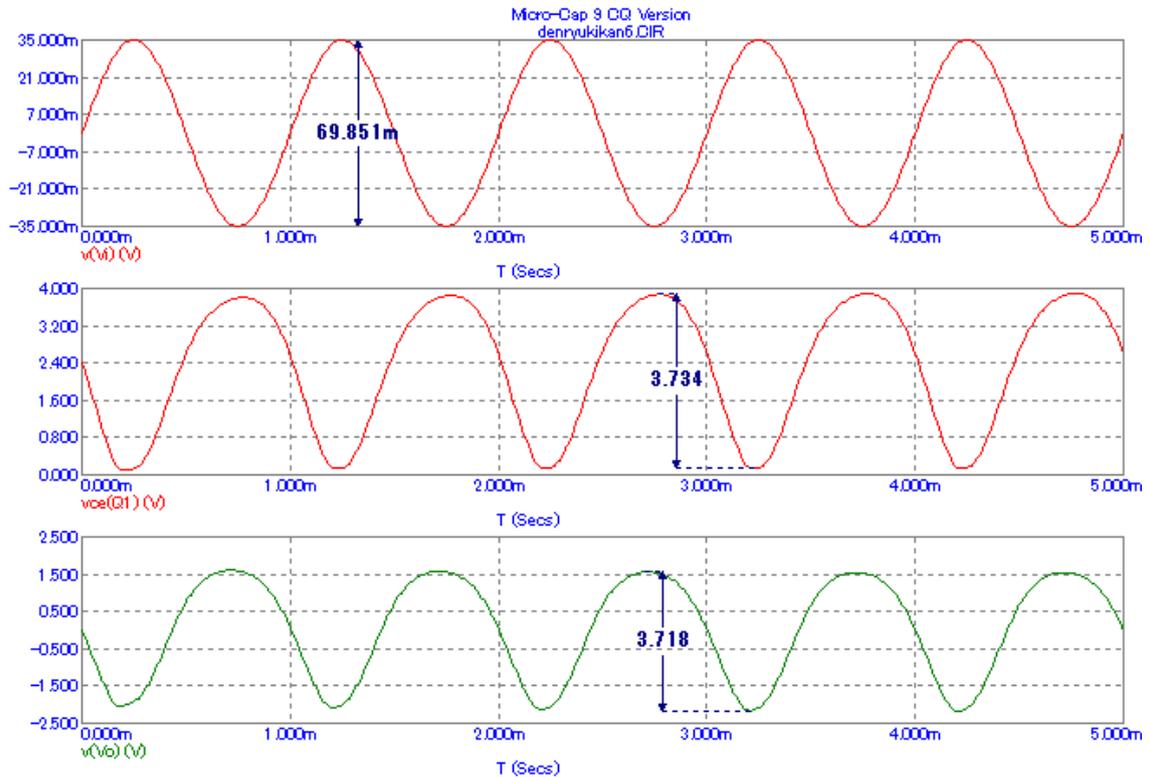


図4-31

解析結果から最大出力 V_o が $3V_{p-p}$ 以上確保されていることが確認できます。また、 V_o 波形の上側が丸く歪んでいるのは、入力特性の非線形特性、下側が歪んでいるのは、 V_{CE} が飽和（サチる）したためです。

この設計で用いた式 A と式 B は、以下の回路について直流・交流負荷線および補助線をトランジスタの出力特性上に引いたときの交点すなわち動作点を表した式です。具体的には直流負荷線と補助線の式を I_c と V_{ce} について解くことにより求めることができます。尚、電源電圧を $0.8V_{cc}$ としたのは、図 4-28 の電流帰還バイアス回路に適用できるようにするため、エミッタのバイアス電圧を V_{cc} の 20% とし、残りの電圧がコレクタ-エミッタ間と抵抗 R_3 に掛かると考えたためです。この 20% は、10% から 20% の間で適当に設定します。式もそれに応じて変更して利用します。

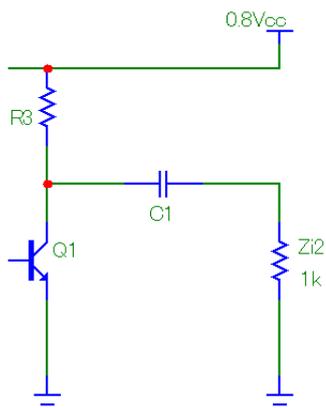


図 4-32

直流負荷線
$$I_c = -\frac{1}{R_3} V_{ce} + \frac{0.8V_{cc}}{R_3}$$

補助線
$$I_c = \frac{1}{R_3 // Z_{i2}} V_{ce}$$

この 2 つの式を解くと、動作点の V_{ce} 、 I_c が求まります。

$$V_{ce} = \frac{0.8V_{cc}}{\left\{ \frac{R_3}{Z_{i2}} + 2 \right\}} \quad (\text{この式を変形すると式 A})$$

$$I_c = \frac{0.8V_{cc}}{\left\{ R_3 + R_3 // Z_{i2} \right\}} \quad (\text{式 B そのもの})$$

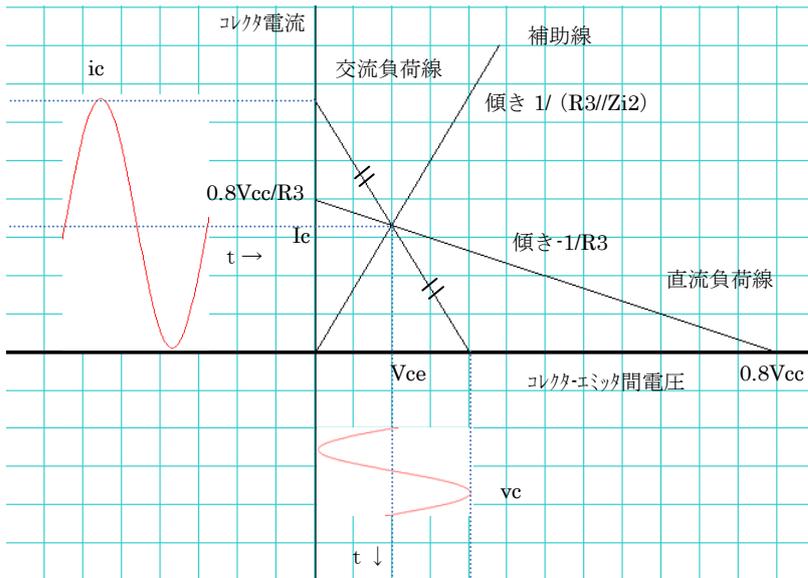


図 4-33

< Skill >

(1) 図4-31の解析結果について、検討しましょう。

(2) 図4-34の回路について、電源電圧 $V_{CC}=12V$ 、最大出力電圧 $V_o=5V_{P-P}$ 、次段の入力インピーダンス $Z_{i2}=1.5k\Omega$ 、増幅度 $A_v \geq -2.5$ 倍として設計しましょう。また、入力 V_i の振幅 $A=1$ とし、各ノードについてトランジェント解析しましょう。

(denryukikan_k7.CIR)

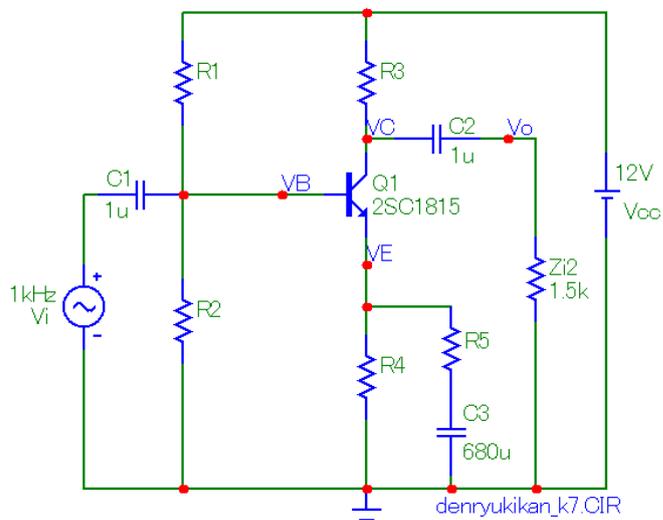


図4-34

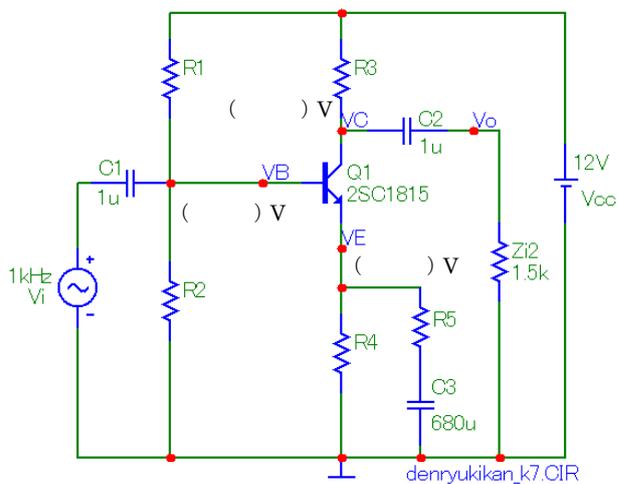
・ヒント

最大入力時、エミッタの電位が1V上がるので、その分を考慮し式Aを変更します。

$$R3 \leq Z_{i2} \cdot \left(\frac{0.8V_{CC} - 1}{V_{ce}} - 2 \right)$$

<実験> 図4-34の回路をプロットボード上に組み、つぎの測定を行え。

(1) 各バイアス電圧をテストで測定せよ。

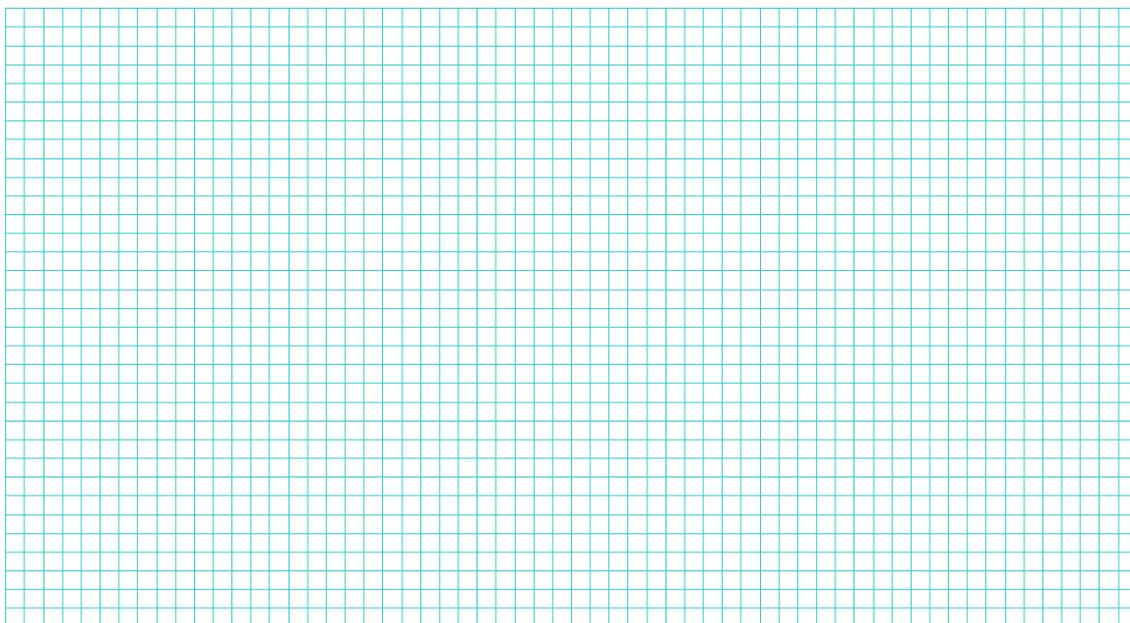


(2) 無歪み最大出力測定 (各波形測定は、オシロスコープを使用すること)

(ア) 無歪み最大出力が仕様を満たすように得られているか確認せよ。満たされていない場合は、再設計を行うこと。

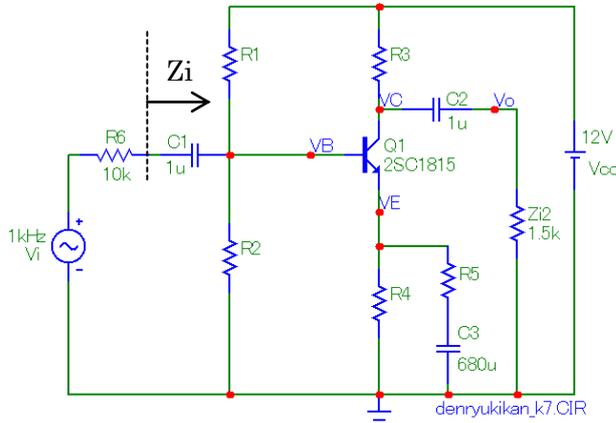
無歪み最大出力 $V_{omax} = (\quad) V_{p-p}$

(イ) 無歪み最大出力時の各部 (V_i 、 V_o 、 V_B 、 V_E 、 V_C) の信号波形測定



(3) 入力インピーダンス Z_i 測定

(ア) 出力 V_o が無歪みであることを確認し、 R_6 の両端とベースの信号成分の電圧を測定し、計算により Z_i を求めよ。



R_6 の両端の信号成分電圧
= () V_{p-p}

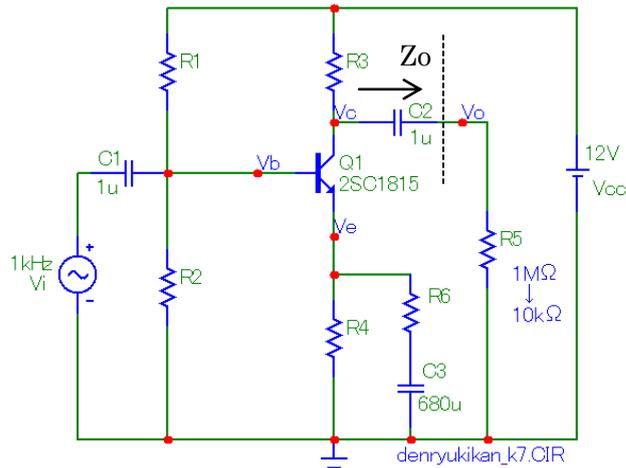
ベースの信号成分電圧
= () V_{p-p}

入力インピーダンス $Z_i = () \Omega$

(イ) 入力インピーダンス Z_i の計算値に近い値であることを実験で確かめよ。

(4) 出力インピーダンス Z_o 測定

(ア) R_5 を $1M\Omega$ とし、出力 V_o が無歪みであることを確認する。この時の V_o を測定する。また、入力信号をそのままの状態でも R_5 を $10k\Omega$ に変更し、 V_o を測定する。この結果から出力インピーダンス Z_o を計算で求めよ。



R_5 が $1M\Omega$ の時の出力電圧 V_o
= () V_{p-p}

R_5 が $10k\Omega$ の時の出力電圧 V_o
= () V_{p-p}

出力インピーダンス $Z_o = () \Omega$

(イ) 出力インピーダンス Z_o の計算値に近い値であることを実験で確かめよ。

4-6 コレクタ電流とトランジスタの性能

h パラメータは動作点特にコレクタ電流によってその値は大きく変動しました。これ以外にもトランジスタの周波数特性や雑音特性は動作点のコレクタ電流によって大きく左右されます。

図4-35はトランジスタ 2SC1815 におけるコレクタ電流 I_c とトランジション周波数 f_T の関係を示したグラフです。トランジション f_T は信号成分に対する電流増幅率 h_{fe} が 1 となる周波数です。2SC1815 の場合、グラフよりトランジション周波数 f_T はコレクタ電流により 30MHz から 500MHz の範囲で変化することが判ります。また、周波数特性をより高域まで伸ばすには 50mA にコレクタ電流を設定すれば良いことも判ります。しかし、2SC1815 のような励振段増幅用トランジスタの一般的な動作点でのコレクタ電流 I_c は数百 μA から数 mA が相場で、50mA も流すと熱暴走を起こしてすぐに壊れかねません。よって、より高域まで周波数特性を伸ばすには、コレクタ電流 I_c を数 mA の範囲で多目に流すようにします。

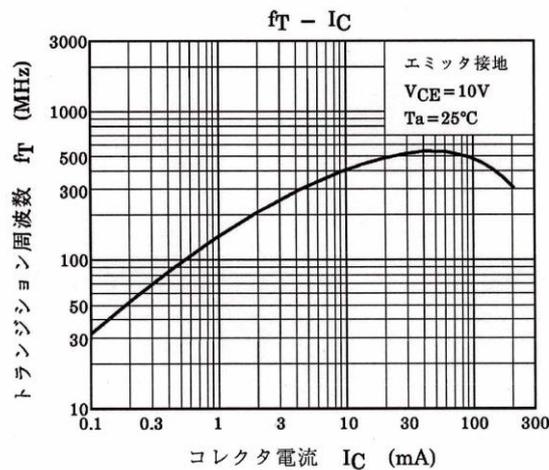


図4-35

図4-36はトランジスタ 2SC2240 の $NF-R_G, I_c$ 特性です。 NF (ノイズ・フィギュア: Noise Figure、雑音指数) は増幅器の入力信号の S/N 比と出力信号の S/N 比を次の式で表したもので、 S/N 比がどれだけ悪化したかを示します。

$$NF = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \right) [dB]$$

この式を変形すると、

$$NF = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{N_i} \cdot \frac{N_o}{S_o/S_i} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{N_i} \cdot \frac{N_o}{A_v} \right) [dB]$$

の式で表せます。

この式は入力に含まれる雑音と増幅器の入力換算雑音との比を表しています。理想的な増幅器であれば、 $N_i = N_o/A_v$ となりますので、 NF は 0dB となります。これは、増幅器での雑音の発生はなく、 N_i がそのまま A_v 倍されて出力に雑音として現れたことを表します。

この特性では信号源抵抗の熱雑音が入力雑音 N_i になります。

注意するのは、NF が小さいからといって、雑音が小さいということにはなりません。あくまでも比較論です。たとえば、NF=3dB ということは、出力側に出てきた雑音をトランジスタの入力に換算した値と、信号源抵抗の熱雑音との比が 3 dB、 $\sqrt{2}$ 倍になったことになり、約 40%雑音がトランジスタによって増したことになります。

二つのグラフの内、低域を重視する場合は図 (a) を通常の中域（音声周波）を重視する場合は図 (b) から読み取ります。中域を重視し内部抵抗 $R_G=1k\Omega$ の信号源を用いた場合には、コレクタ電流 I_c を 0.2mA から 2mA の範囲で設定すれば、NF を小さくできます。また、信号源の抵抗を小さくするほど、多目にコレクタ電流を流すことにより NF が良くなる傾向があります。増幅回路を設計する場合は、増幅器全体の雑音特性はほとんど初段の特性で決まってしまうので、この段には低雑音用トランジスタを用い、信号源に応じて NF が最小となるコレクタ電流 I_c を流してやります。

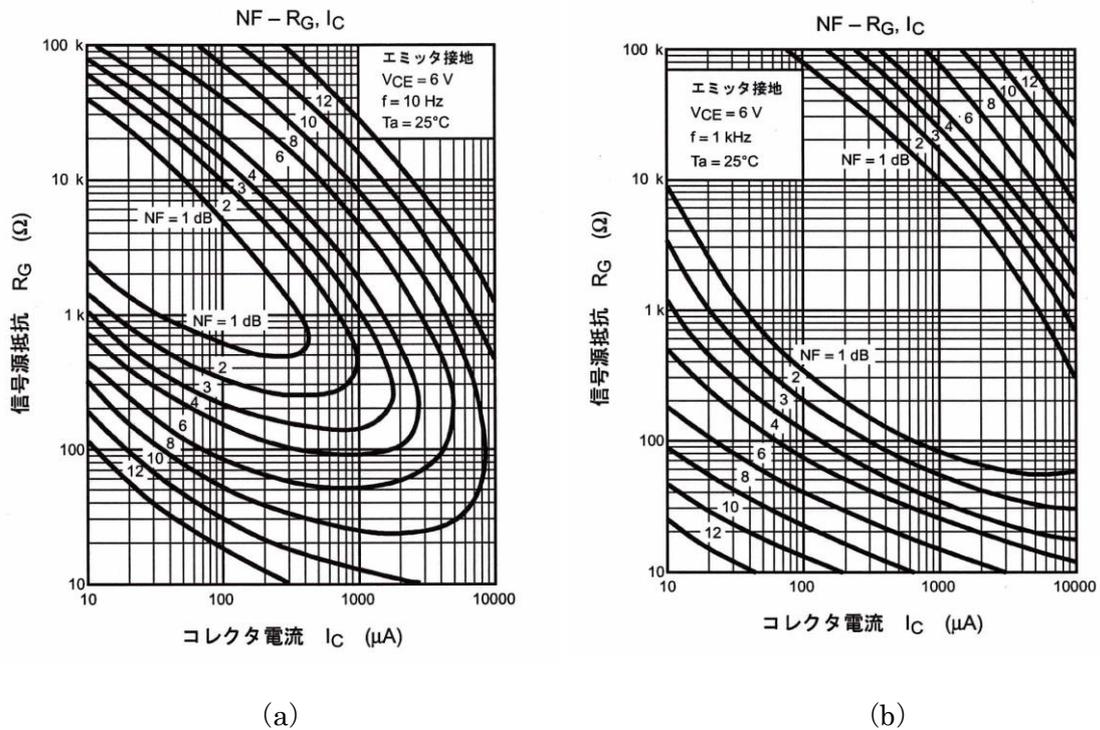


図 4-36

一般に、周波数特性を良くするコレクタ電流と雑音を小さくするコレクタ電流は異なりますので、トランジスタの動作点のコレクタ電流 I_c をいくらに設定するかは、周波数特性を重視するのか雑音特性を重視するのか、それともある程度適当で良いのかに依ります。求められる仕様を良く検討しケースバイケースで決めることになります。

5. 周波数特性と AC 解析 (+ ステッピング機能)

5-1 周波数特性と AC 解析

(1) 周波数特性

エミッタ接地増幅回路における周波数特性は、一般的につぎのようになります。

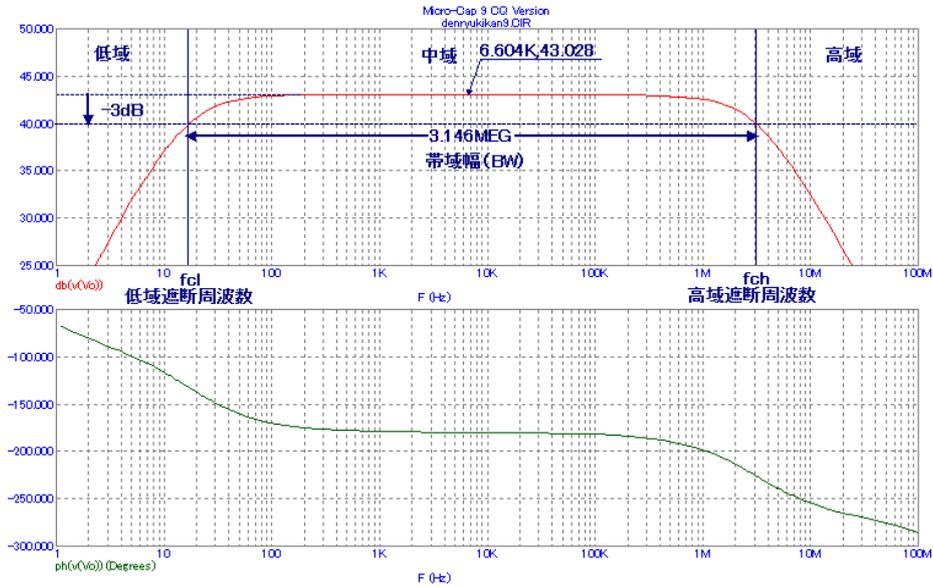


図 5-1

増幅度はどの周波数に対しても一定ではなく低域と高域で低下します。中域の増幅度を基準に 3 dB 低下 ($1/\sqrt{2} \approx 0.707$) した周波数をそれぞれ低域遮断周波数 f_{cl} 、高域遮断周波数 f_{ch} と呼びます。また、高域遮断周波数と低域遮断周波数の差 ($f_{ch} - f_{cl}$) を帯域幅 (BW: Band Width) と呼びます。

位相については、中域で -180° と反転しますが、低域では中域を基準に進み(戻り)、高域ではさらに遅れる特性となります。

(2) コンデンサの容量計算と AC 解析

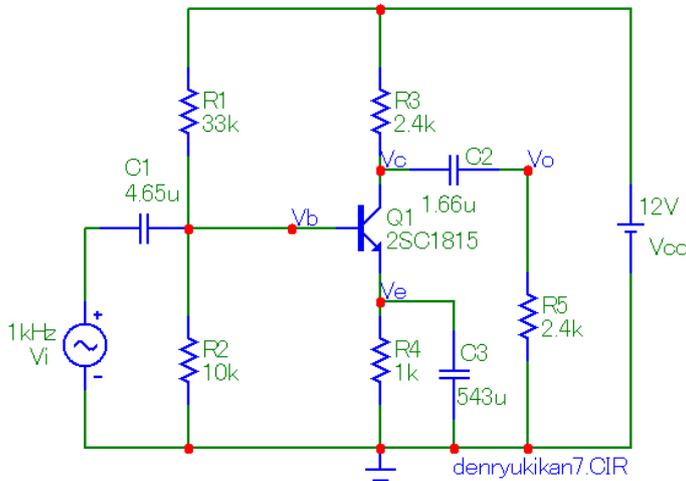
図 5-2 は 3 つのコンデンサの容量を計算式に基づいて出した値を用いた回路です。

ここで、C2 は非常に小さい値になりますが、一般的には R5 は次段の入力インピーダンスで数 kΩ となりますので、C1 と大体同じぐらいの値になります。

カップリングコンデンサ C1、C2 は低い周波数において、インピーダンスが周辺の抵抗に対して無視できないほど大きくなり、ここでの電圧降下が増幅度 Av の低下につながります。

また、バイパスコンデンサ C3 も周波数の低い領域において、インピーダンスが大きくなり、トランジスタの入力インピーダンス hie に対して無視できなくなると、ベース電流が減り、これに伴い増幅度 Av も減少して行きます。

さらに低い周波数では R4 にも信号成分の電流が流れ、増幅度 Av は (-R3/R4) に近づいて行きます。



これらことが増幅度 Av を低下させる原因となります。

ここで用いた hfe、hie はデータシートから読み取った値を使います。色記号 (hFE) は Y (イエロー) です。

図 5-2

低域遮断周波数 fcl を 20Hz として計算します。

$$C1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot [R1 // R2 // h_{ie}]} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot [33k // 10k // 2.3k]} \approx 4.65 \mu F$$

$$C2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot (R3 + R5)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot (2.4 \times 10^3 + 2.4 \times 10^3)} \approx 1.66 \mu F$$

$$C3 \geq \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot h_{ie}} = \frac{150}{2 \cdot \pi \cdot 20 \times 2.2 \times 10^3} \approx 543 \mu F$$

それでは、AC 解析リミット Box を開き、図 5-3 のように設定し解析を行います。ただし、表示範囲は最初に自動スケールレンジで解析を行い、その結果で X 範囲、Y 範囲を指定します。

図 5-4 はその解析結果です。中域の利得 37.1dB に対して 20Hz の利得は 28.2dB となり、約 8.9dB の減衰となっているのが確認できます。



図 5 - 3

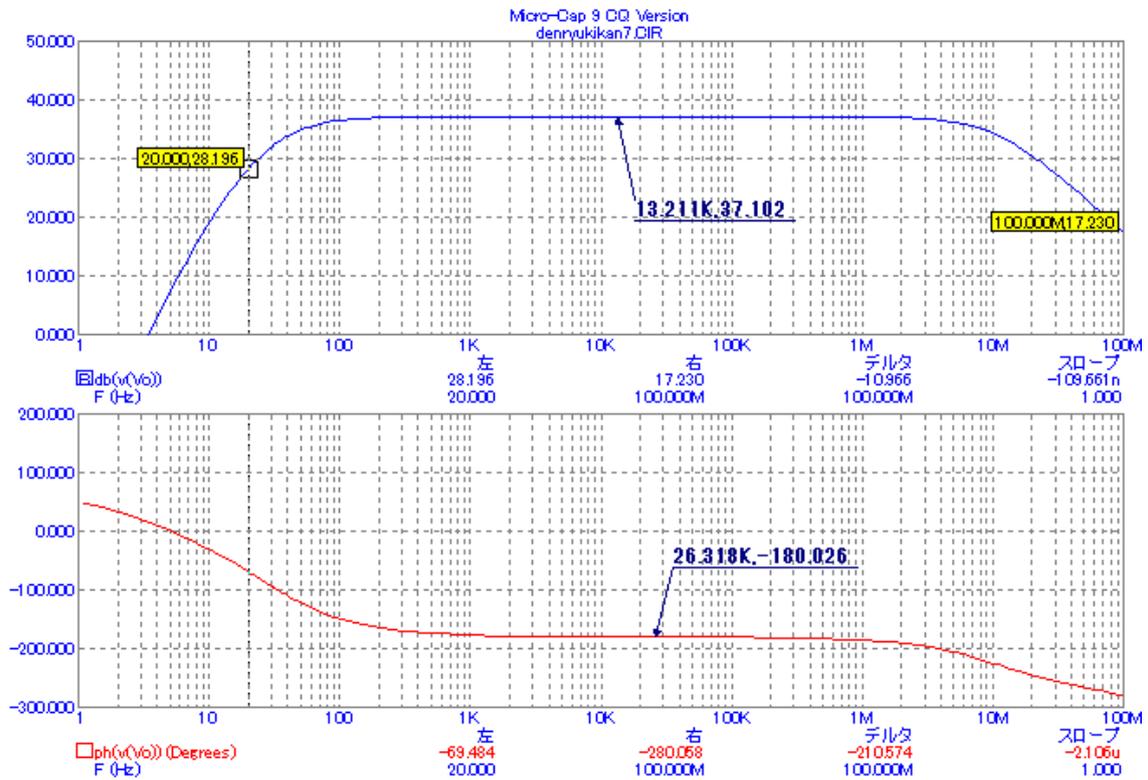


図 5 - 4

< Skill >

- (1) 解析結果について、検討しましょう。

< 補足 >

低域における増幅度の低下は、結合（カップリング）コンデンサとバイパスコンデンサの影響によるものです。

中域の等価回路では、コンデンサのインピーダンスは周りの抵抗に対して無視できるほど小さいため等価回路には記載されません。ところが、周波数が低くなるほどコンデンサのインピーダンスは大きくなり、低域では無視できなくなります。

低域において、結合（カップリング）コンデンサ C1 には、入力電圧 Vi を分圧した電圧が掛かるようになりベース電流 i_b も減少していきます。

図（b）は中域の信号源から流れ出る電流を i_{bm} 、図（c）は低域の信号源から流れ出る電流を i_{bl} としています。低域において i_{bm} を基準に i_{bl} が $1/\sqrt{2}$ 倍になると i_c も $1/\sqrt{2}$ 倍になり結果的に増幅度も中域に対して $1/\sqrt{2}$ 倍（-3 dB）となります。

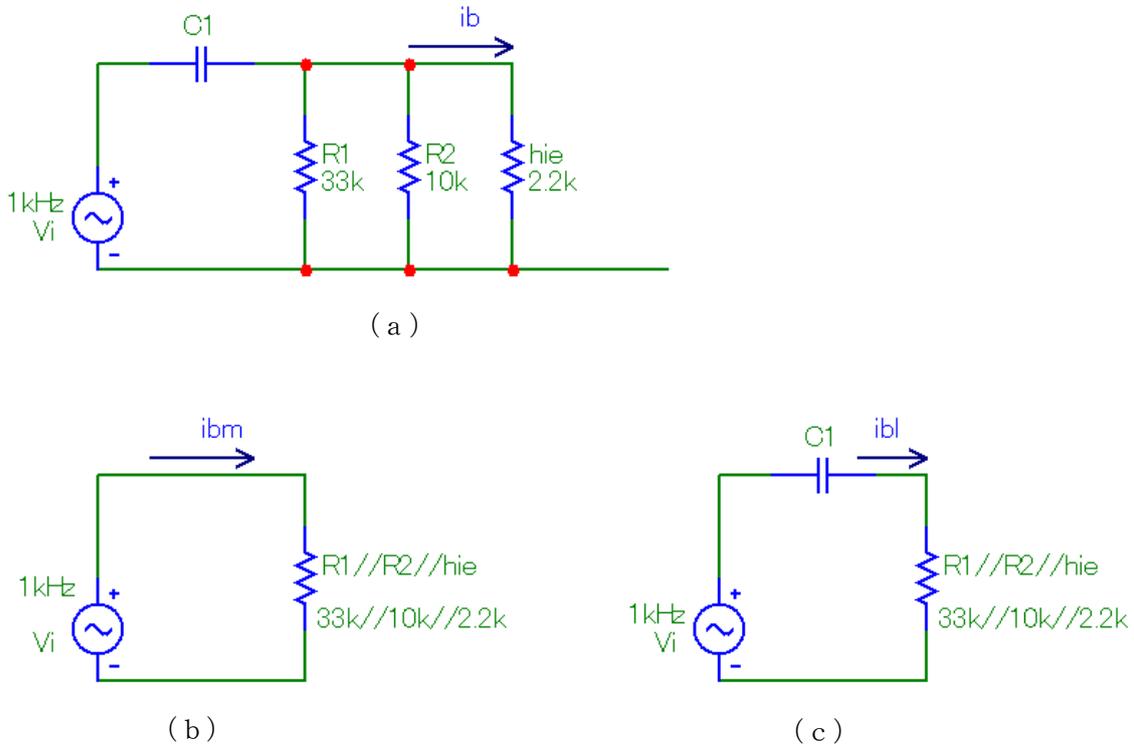


図 5 - 5

$$i_{bm} = \frac{V_i}{R1 // R2 // h_{ie}}$$

$$i_{bl} = \frac{V_i}{R1 // R2 // h_{ie} - j \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}} = \frac{V_i}{R1 // R2 // h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1 \cdot (R1 // R2 // h_{ie})}}$$

$$= i_{bm} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1 \cdot (R1 // R2 // h_{ie})}}$$

$i_l = i_m \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$ となる周波数を f_{cl} とすると、

$$\left| \frac{1}{1 - j \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot C1 \cdot (R1 // R2 // h_{ie})}} \right| = \left| \frac{1}{1 - j1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad , \quad 1 = 2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot C1 \cdot (R1 // R2 // h_{ie})$$

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot (R1 // R2 // h_{ie})}$$

となり、必要となる容量を計算することができます。また、このとき位相は、 45° 進むこととなります。

C2 についても、等価回路は同じ構成に持つて行けるので、C2 の求める式も同様に表現できます。

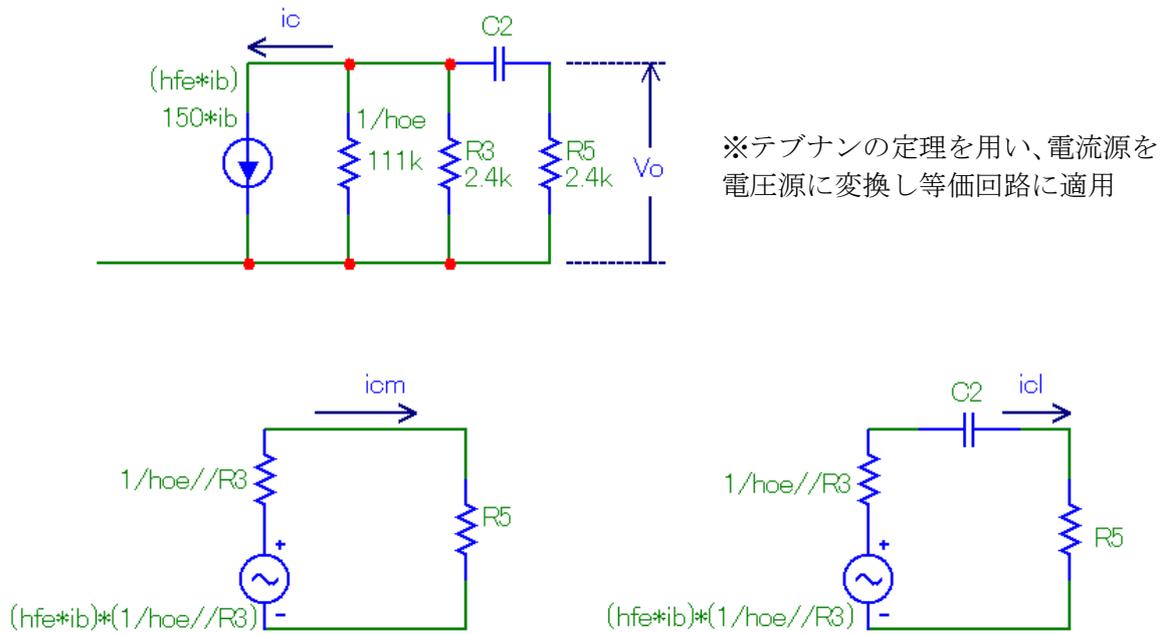


図 5 - 6

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot \left(\frac{1}{h_{oe}} // R3 + R5 \right)} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot (R3 + R5)}$$

また、このとき位相も同様に 45° 進むこととなります。

バイパスコンデンサ C3 を省略せずに等価回路に表現すると図 (a) のようになります。これまで中域において省略してきたのは、周りの抵抗に対して C3 のリアクタンスが非常に小さいのでショートしたのと同等と考えたためです。

しかし、低域においては徐々にリアクタンスが大きくなり無視できなくなります。低域遮断周波数 f_{cl} 付近では、数十 Ω 程度になります。R4 は数 k Ω 程度なのでほとんど C3 で決まります。また、ベース電流 i_b が流れると R4 と C3 の並列回路には、ベース電流 i_b の $(1+h_{fe})$ 倍の電流が流れるため、電圧変動も $(1+h_{fe})$ 倍となり、ベースからみると R4 と C3 の並列回路の $(1+h_{fe})$ 倍のインピーダンス Z_e が接続されているのと同等になります。これらを踏まえて等価回路に表現すると図 (b) のようになります。

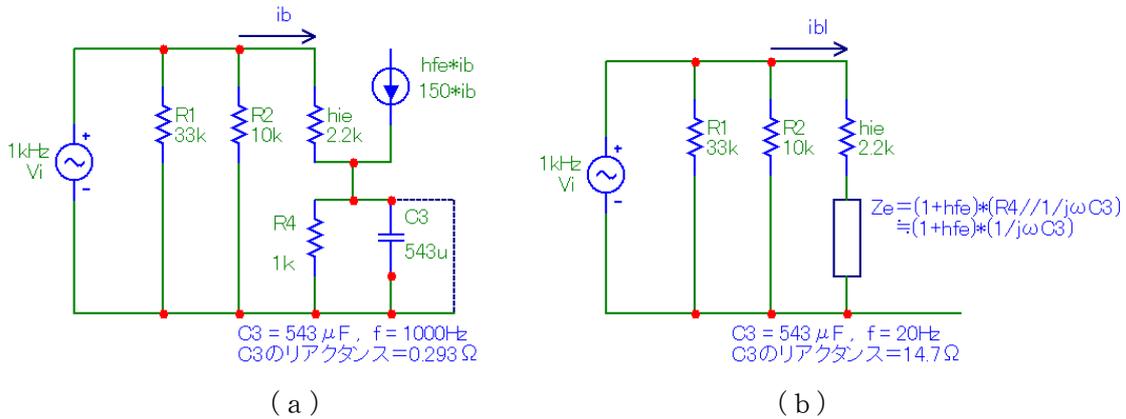


図 5-7

これらのことからベース電流 i_b に注目し、中域と低域のベース電流を i_{bm} と i_{bl} として式で表すと

$$i_{bm} = \frac{V_i}{h_{ie}}, \quad i_{bl} \approx \frac{V_i}{h_{ie} + (1+h_{fe}) \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C3}} \approx \frac{V_i}{h_{ie} - j \cdot \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C3}}$$

$$i_{bl} \approx \frac{V_i}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C3 \cdot h_{ie}}} = i_{bm} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C3 \cdot h_{ie}}}$$

低域において、ベース電流が中域に対して $1/\sqrt{2}$ 倍になると増幅度も $1/\sqrt{2}$ 倍になります。

このためには、この時の周波数を f_{cl} とすると

$$1 = \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot C3 \cdot h_{ie}}$$

が成立することが条件となります。これを解くと、

$$C3 = \frac{h_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot h_{ie}} \quad \text{となります。}$$

また、このとき位相も同様に 45° 進むことになります。

5-2 コンデンサの影響とステップング機能

図5-8に示すようにカップリングコンデンサの影響を小さくするために C1、C2 を $10000\mu\text{F}$ とし、バイパスコンデンサ C3 の値についてステップング機能を用い可変させ AC 解析を行います。

では、AC 解析 Limits Box を開き、図5-9に示すように定数を設定します。そして、“ステップング...” のボタンをクリックし、ステップング dialog box を開きます。ステップング dialog box を開くには、図5-10に示す“ステップング” ツールボタンをクリックしても行えます。

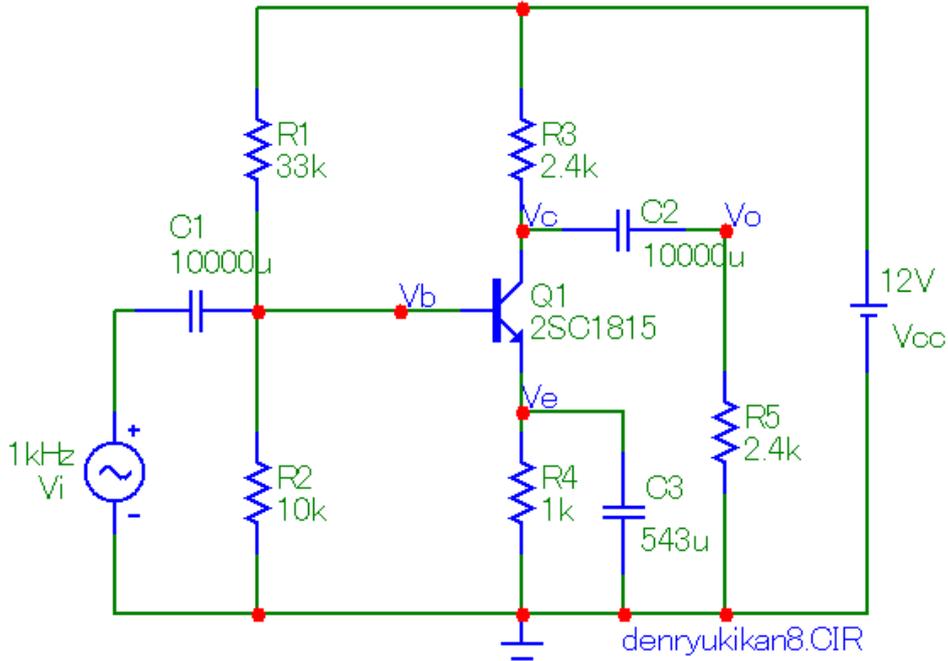


図5-8

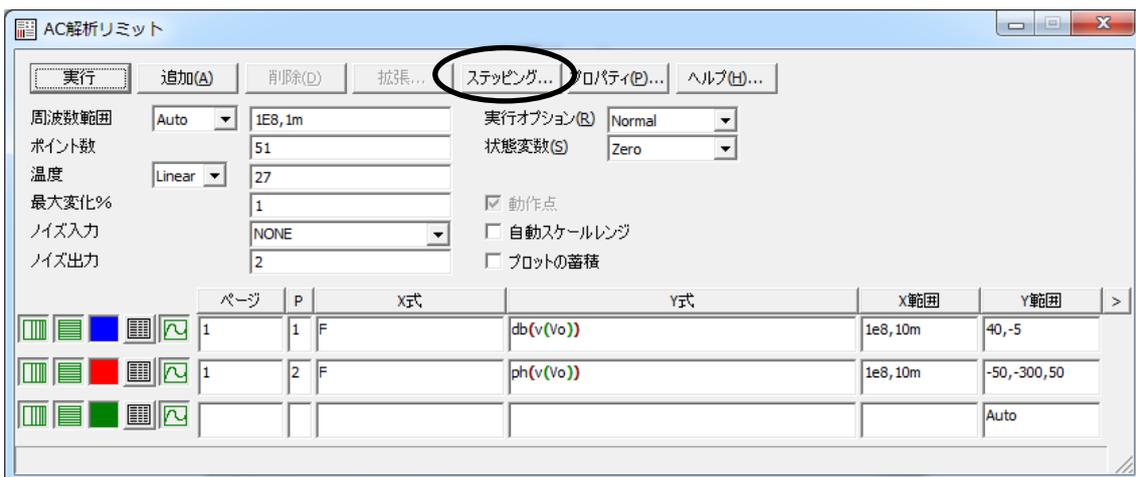


図5-9

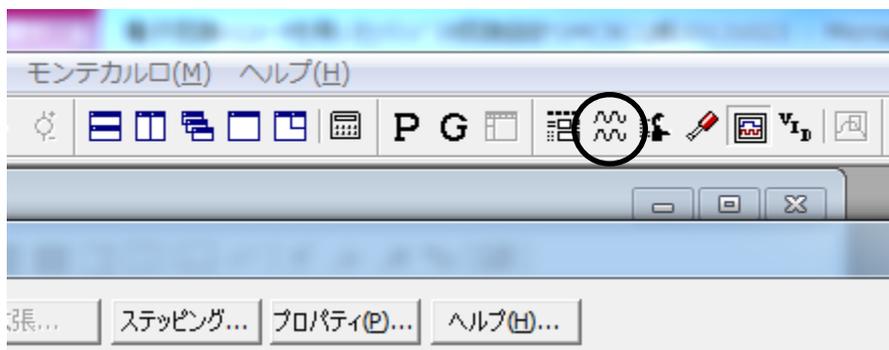


図 5-10 “ステップング” ツールボタン

図 5-11 のように設定し OK ボタンをクリックします。

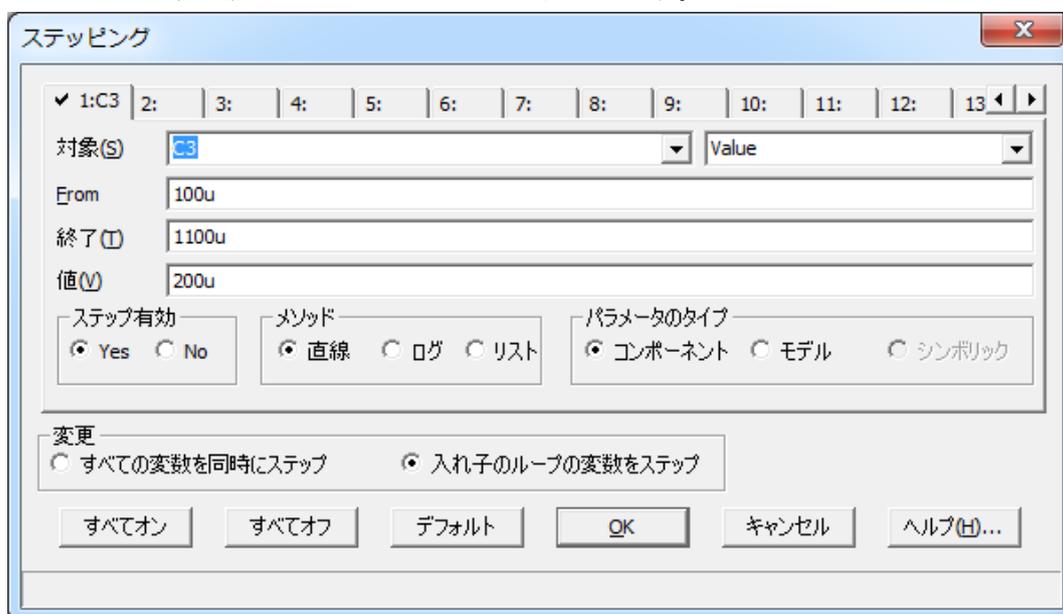


図 5-11 ステッピング dialog box

(注) ステッピング機能を有効にするために「ステップ有効」は必ず Yes にします。

定数の設定が終わっても解析は始まりません。図 5-12 のように AC 解析のウィンドウがでてきますが、何も表示されない（または、直前の解析結果）状態になります。解析を開始するには三角マークの“実行”ボタンをクリックします。

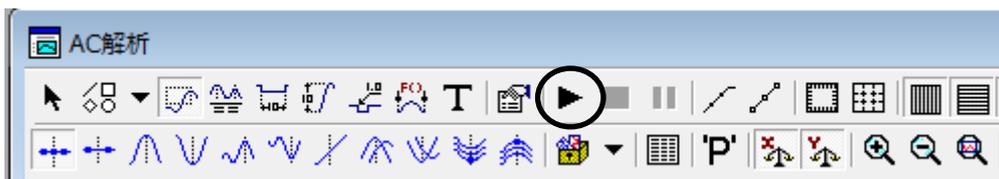


図 5-12 “実行” ボタン

図5-13は解析結果です。バイパスコンデンサ C3 の容量を $100\mu\text{F}$ から $1100\mu\text{F}$ まで $200\mu\text{F}$ 間隔でステップさせ、6本のラインが描かれています。この結果より、コンデンサの容量を大きくするほど低域の特性は改善されますが、その効果は小さくなって行くのが判ります。

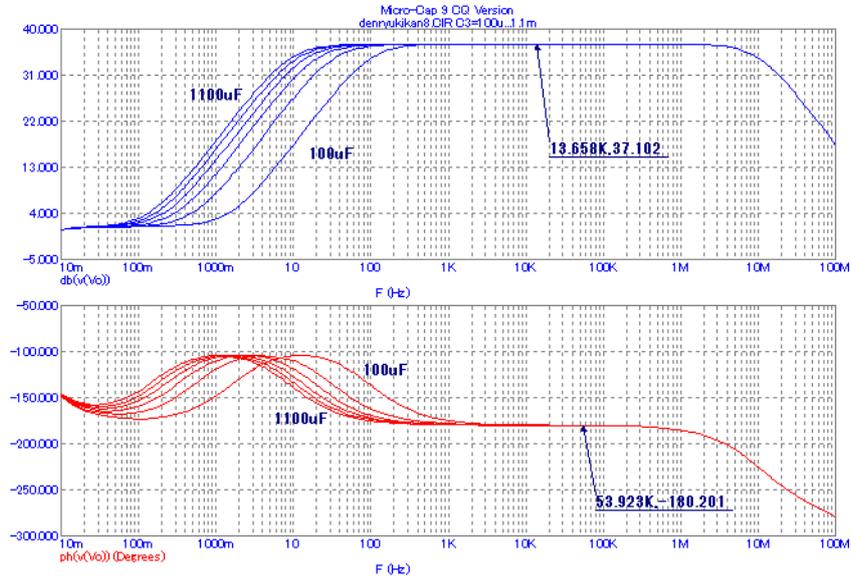


図5-13

ステップ機能を OFF にしたときの解析結果を以下に示します。低域に注目すると、低域遮断周波数 f_{el} が 18.0Hz 、また、このとき位相が約 45° 戻り -135° となりほぼ設計通りの値となっています。この低域の傾斜は、周波数が10倍で増幅度も約10倍 (20dB) となる傾斜すなわち、約 $+20\text{dB/decade}$ ($+6\text{dB/oct}$) になります。

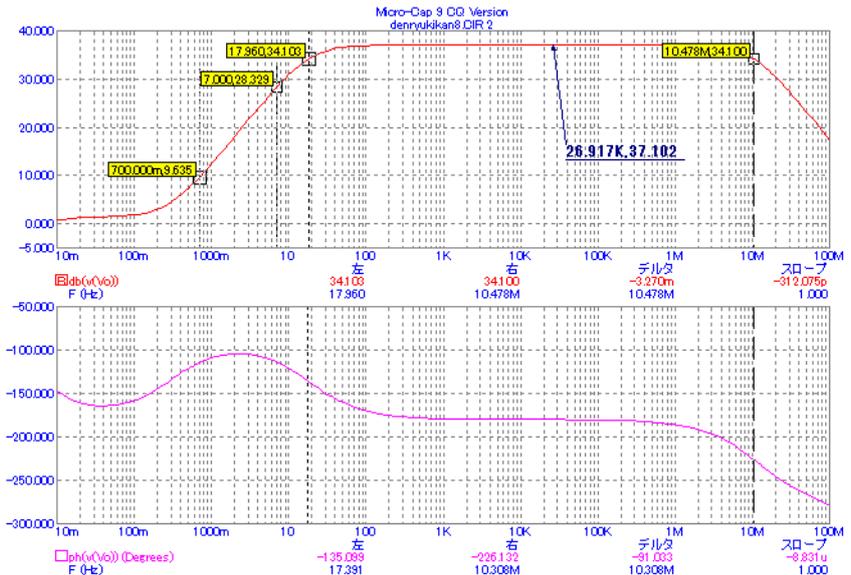


図5-14

3つのコンデンサの選定にあたっては、3倍の容量のものを目安に選ばれば良いですが、大きい容量のコンデンサほど値段も高く形状も大きくなりますので、小さなものほど倍率を高くし、なるべく同じ容量のコンデンサになるようにします。

< Skill >

- (1) 図5-15のようにC2、C3を大きくし、カップリングコンデンサC1が利得に与える影響について解析してみましょう。(denryukikan_k8.CIR)

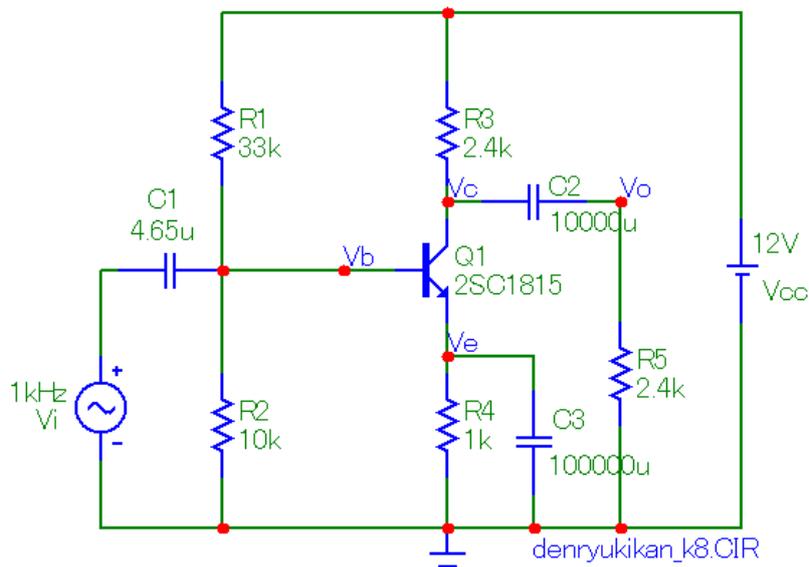


図5-15

- (2) 図5-16の回路において低域の遮断周波数 f_{cl} が 20Hz を満足するように C1、C2、C3 を定め、AC 解析にて確認しましょう。(denryukikan_k9.CIR)

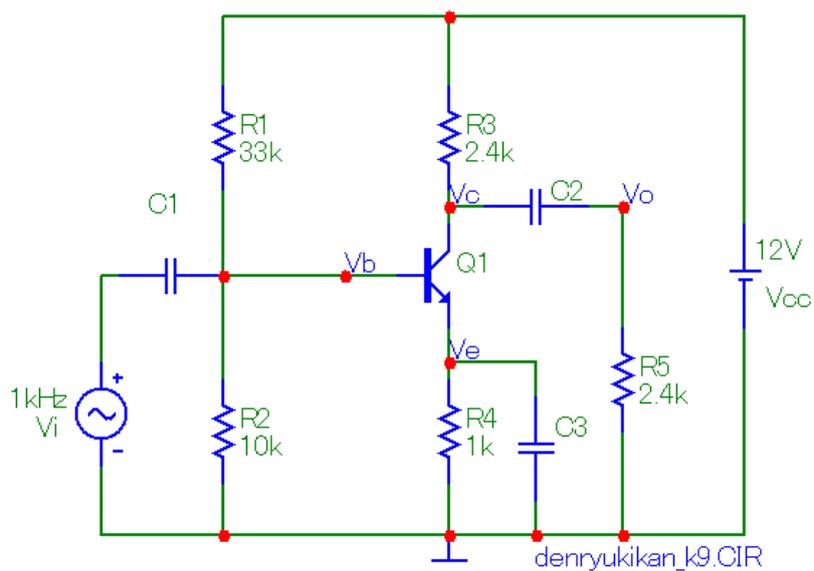


図5-16

5-3 高域での利得の低下

低域の利得の低下の原因はカップリングリングコンデンサやバイパスコンデンサの影響によるものでした。高域では

- ① 浮遊容量（ストレーキャパシティ）
- ② トランジスタ自体の h_{fe} の低下
- ③ トランジスタのベース・コレクタ間容量 C_{bc} のミラー効果

の3つの要因が考えられます。①は実装技術による影響が大きく工夫次第で小さく抑えこむことが出来ます。②はトランジスタ固有の特性ですので、 h_{fe} の低下を抑えることはできませんが、より高周波数向きのトランジスタを選択することは出来ます。③では C_{bc} 自体数 pF と小さい値なのですが、エミッタ接地回路においてベース（入力）からみた容量はミラー効果によって電圧増幅度 A_v 倍されます。これにより図5-17に示すようにベース直列抵抗と入力容量 C_i によりローパスフィルタを形成し高域の利得を下げます。

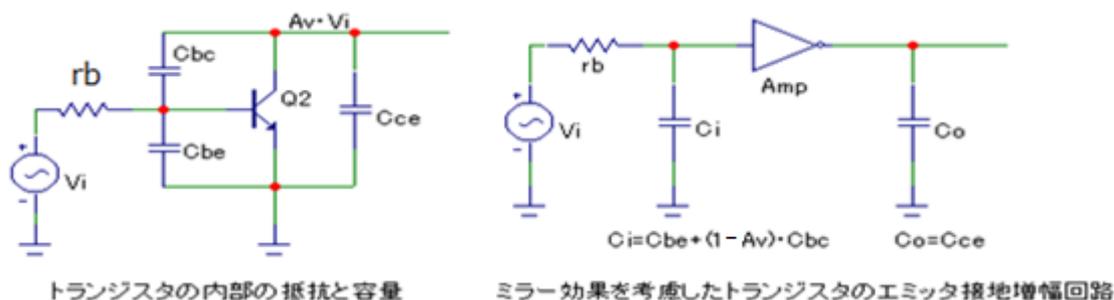


図 5-17

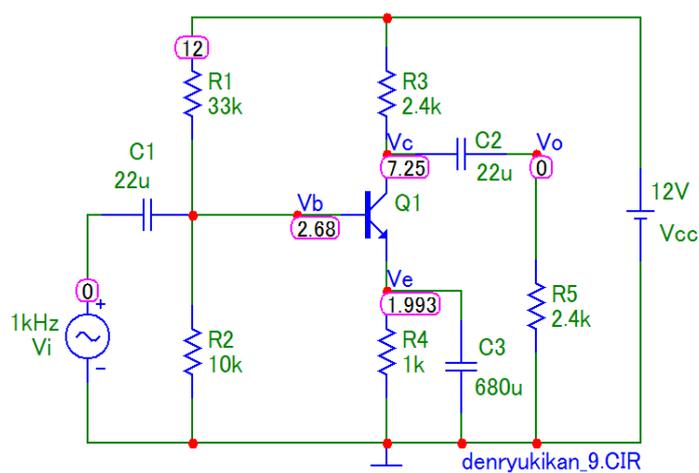


図 5-18

高域遮断周波数 f_{ch} は、
 $f_{ch} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot (C_{be} + (1 - A_v) C_{bc}) \cdot r_b)$
 $\approx 1 / (2 \cdot \pi \cdot A_v C_{bc} \cdot r_b)$
 となります。 V_i と V_o は位相が反転していますので、増幅度 A_v は ‘-’ が付きます。したがって、 C_{bc} はミラー効果により、 $(1 + |A_v|)$ 倍となります。

これら3つの要因のうちエミッタ接地増幅回路においては、①の浮遊容量と③の C_{bc} のミラー効果によるものが支配的になります。シミュレータでは浮遊容量の影響はできませんが、プロットボード上で回路を組むと、数 MHz から影響が表れます。

データシートでは、ベース・コレクタ間容量 C_{bc} をコレクタ出力容量 C_{ob} が、ベース直列抵抗 r_b をベース拡がり抵抗 $r_{bb'}$ が近似的に示します。また、トランジスタによっては、 C_{ob} と $r_{bb'}$ の積がデータとして記載されています。何れの値も小さいほど高域の特性が優れていることを示します。2SC1815 のデータシートには、標準でコレクタ出力容量 C_{ob} : 2.0pF、ベース広がり抵抗 $r_{bb'}$: 50Ω と記載されています。このうちコレクタ出力容量は、コレクタ・ベース間のバイアス電圧によって変化します。一般的には 0V で最大となり、コレクタの電位を上げれば上げるほど容量は小さくなります。

図 5-18 の回路におけるコレクタ出力容量 C_{ob} を解析してみます。AC 解析リミット Box から Y 式を $CBC(Q1)$ とすれば、結果が表示されます。この解析結果は、コレクタ・ベース間電圧 V_{CB} が 4.57V (7.25-2.68) ときの容量です。

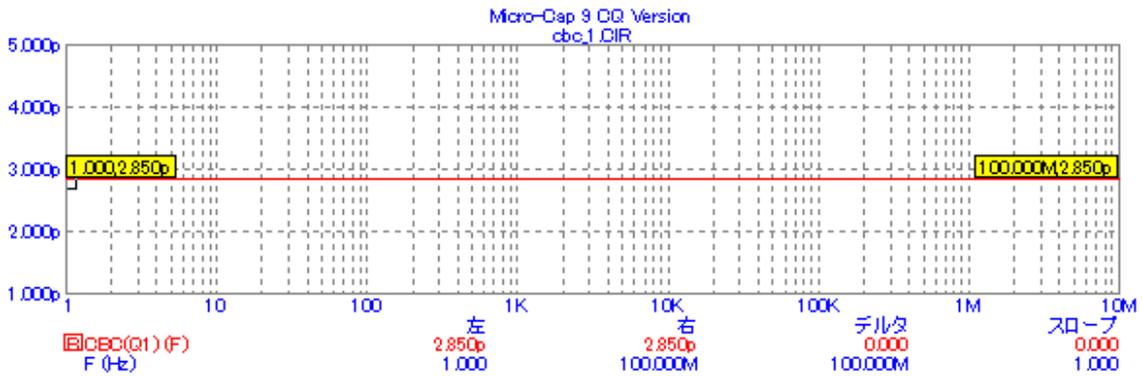


図 5-19

コレクタ・ベース間電圧 V_{CB} に対するコレクタ出力容量 C_{ob} を DC 解析でグラフ化できれば良いのですが、MC9 では出来ないので、AC 解析の結果をグラフにプロットし線で結んだものを以下に示します。高周波用のトランジスタでは、このようなグラフの記載があるものもあります。他のトランジスタにおいても、同様な傾向があります。

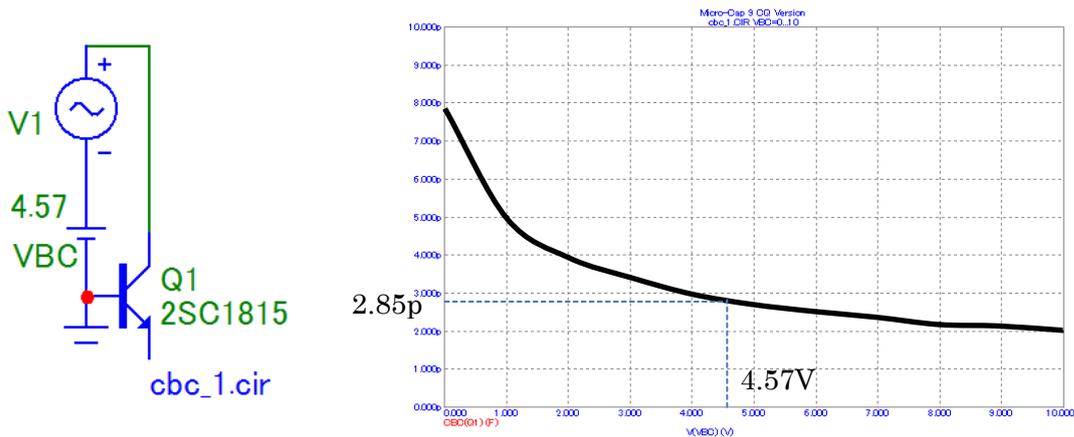


図 5-20

これをベース・コレクタ間容量 C_{bc} とベース直列抵抗 r_b として広域の遮断周波数 f_{ch} を求めます。式中の A_v はシミュレーション結果の 37.1dB (約 71 倍) を適用しました。

$$f_{ch} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{bc} \cdot A_v \cdot (r_b + r_s)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2.85p \cdot 71 \cdot (50 + 50)} \approx 7.87 \text{ [MHz]}$$

シミュレータのトランジスタモデルでは、ベース・コレクタ間容量 C_{bc} をベース・コレクタゼロバイアス空乏容量 C_{JC} が、ベース直列抵抗 r_b をゼロバイアス抵抗 R_B が近似的に示します。しかし、シミュレータのトランジスタモデルには、 r_b がデフォルト値 (0) になっているため、ローパスフィルタは形成されません。そこで、データシートのベース拡がり抵抗 $r_{bb'}$: 50Ω をモデルに利用します。

回路図中のトランジスタ **Q1** をダブルクリックし、パラメータを変更します。

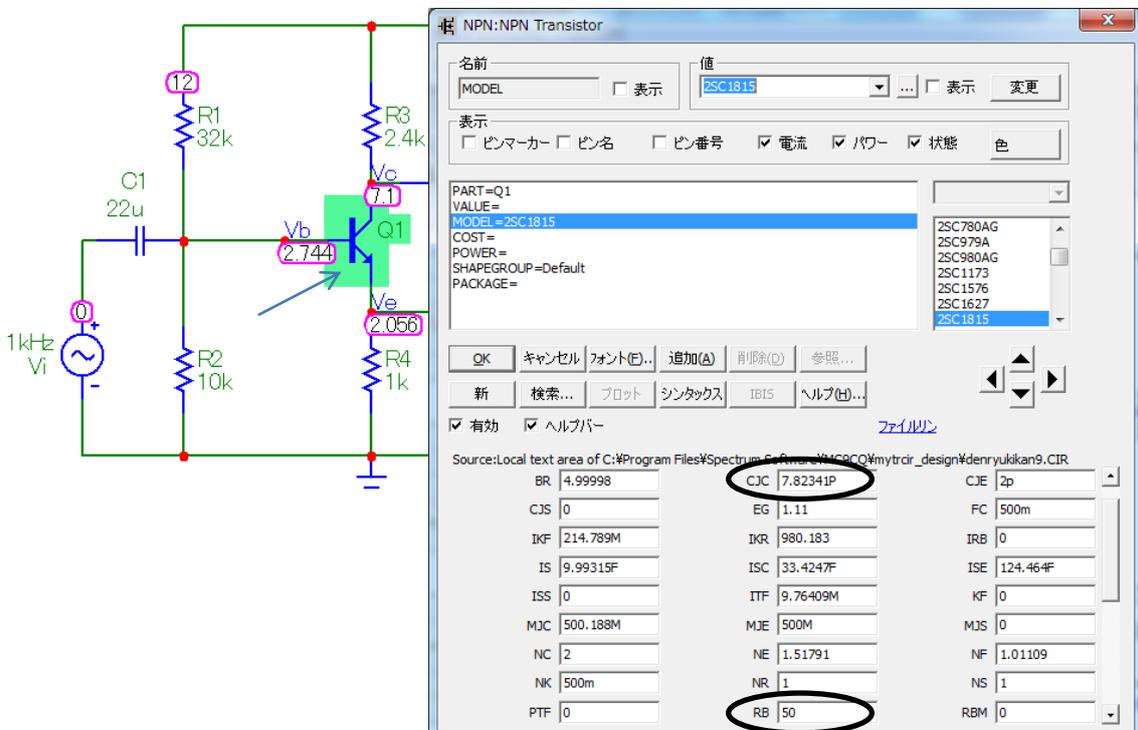


図 5 - 2 1

モデルを変更すると、テキスト領域の Models ページに次の文が現れます。

```
.MODEL 2SC1815 NPN (BF=192.019 BR=4.99998 CJC=7.82341P CJE=2p IKF=214.789M
+ IKR=980.183 IS=9.99315F ISC=33.4247F ISE=124.464F ITF=9.76409M MJC=500.188M
+ MJE=500M NE=1.51791 NF=1.01109 RB=50 RE=2.96389 TF=512.206P TR=10N
+ VAF=311.281 VJC=700M VTF=9.97698 XTF=183.171M)
```

図 5-2-2 は解析結果です。これより遮断周波数 f_c が 5.93MHz と読み取れます。

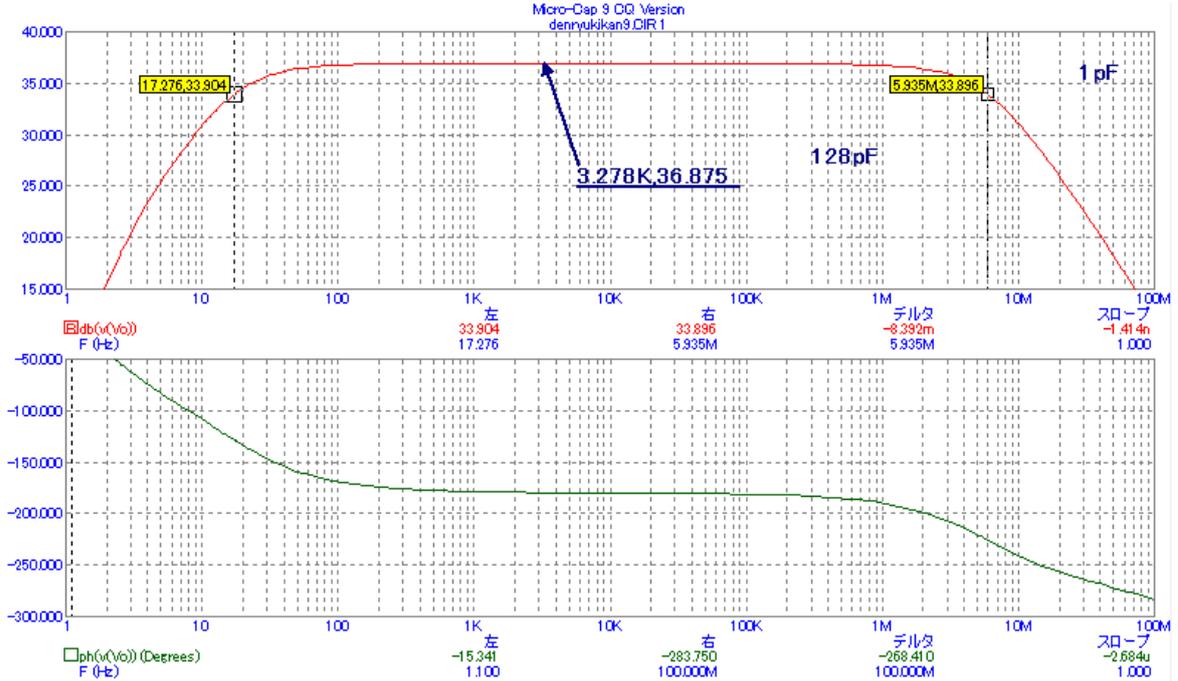


図 5-2-2

シミュレータでは各モデルのデバイスパラメータもステップングさせ解析が行えます。図 5-2-3 はベース-コレクタゼロバイアス空乏容量 CJC の影響を調べるために 1pF から 128pF まで 2 倍ずつ log ステッピング (1p,2p,4p,8p,...,64p,128p) し解析が行えるように設定したステップングダイアログボックスです。

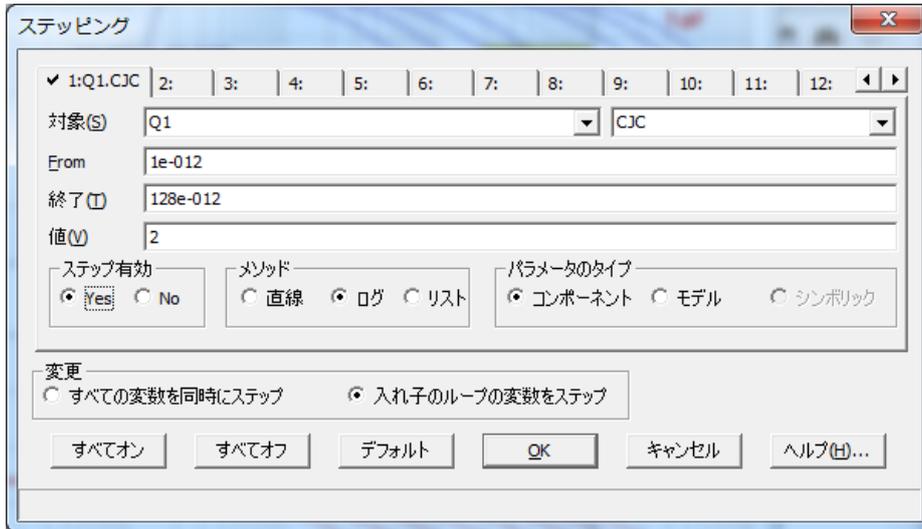


図 5-2-3

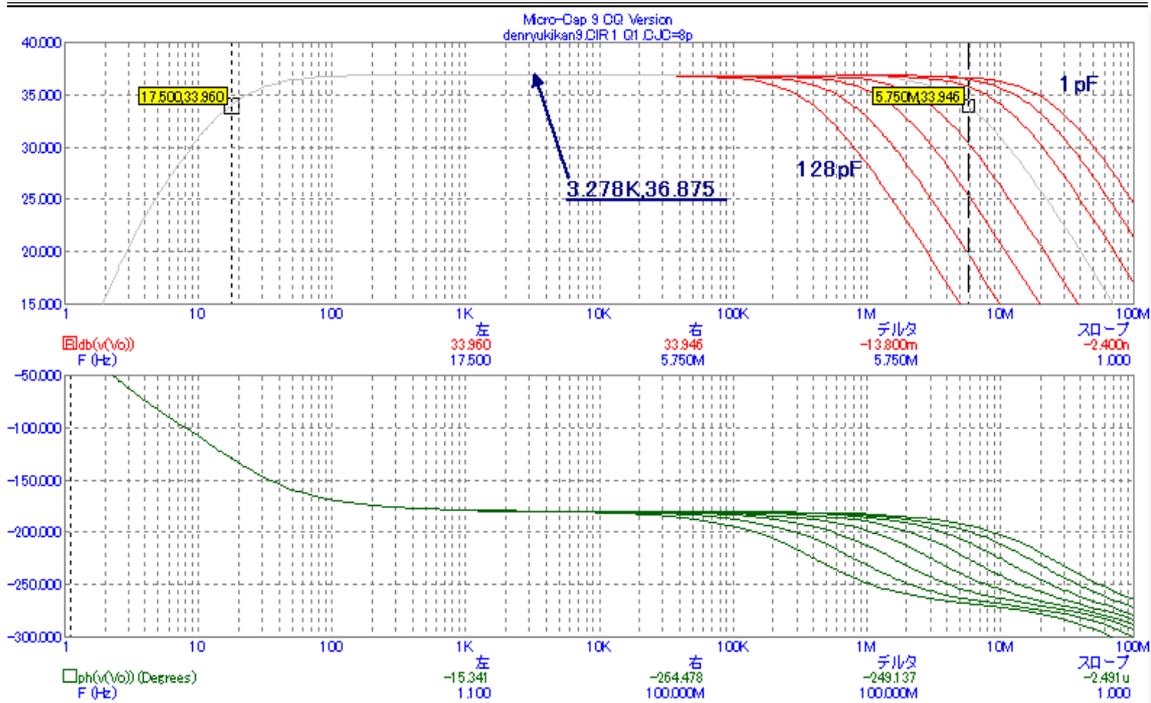


図 5 - 2 4

図 5 - 2 4 は解析結果です。CJC を 2 倍、4 倍、…、128 倍として行くと高域遮断周波数 f_{ch} は、およそ $1/2$ 、 $1/4$ 、…、 $1/128$ と低くなって行くのが判ります。

また、減衰特性が約 -20dB/decade (周波数が 10 倍で利得が -20dB 、 -6dB/oct : 周波数が 2 倍で利得が -6dB) となっています。

これは、一組のコンデンサと抵抗がローパスフィルタ (ポール) を形成していることを示しています。

計算結果とシミュレーション結果は、ピッタリと一致はしませんが、傾向を掴むには十分といえるのではないのでしょうか。

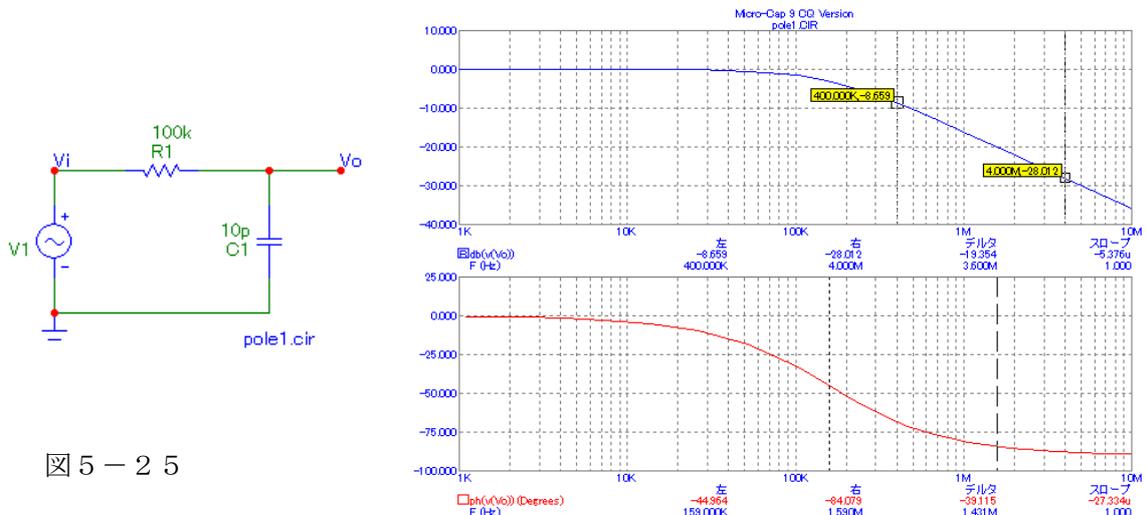


図 5 - 2 5

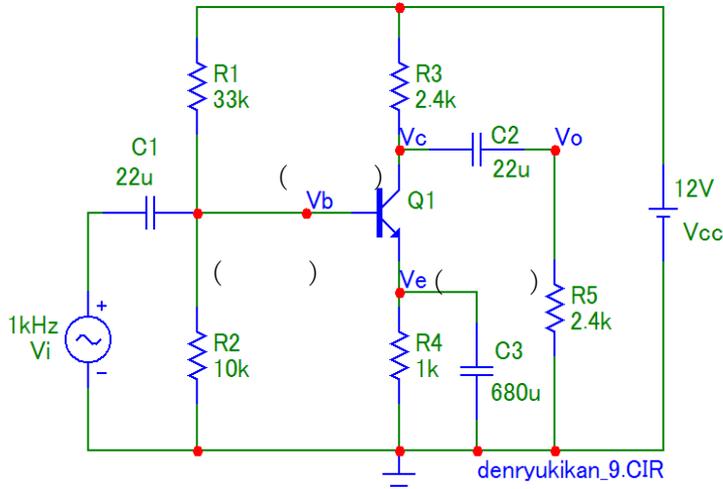
< Skill >

- (1) 図5-18において、ゼロ・バイアス・ベース抵抗 R_B をステップングさせ、高域の特性の変化を解析しましょう。
(denryukikan_9a.CIR)

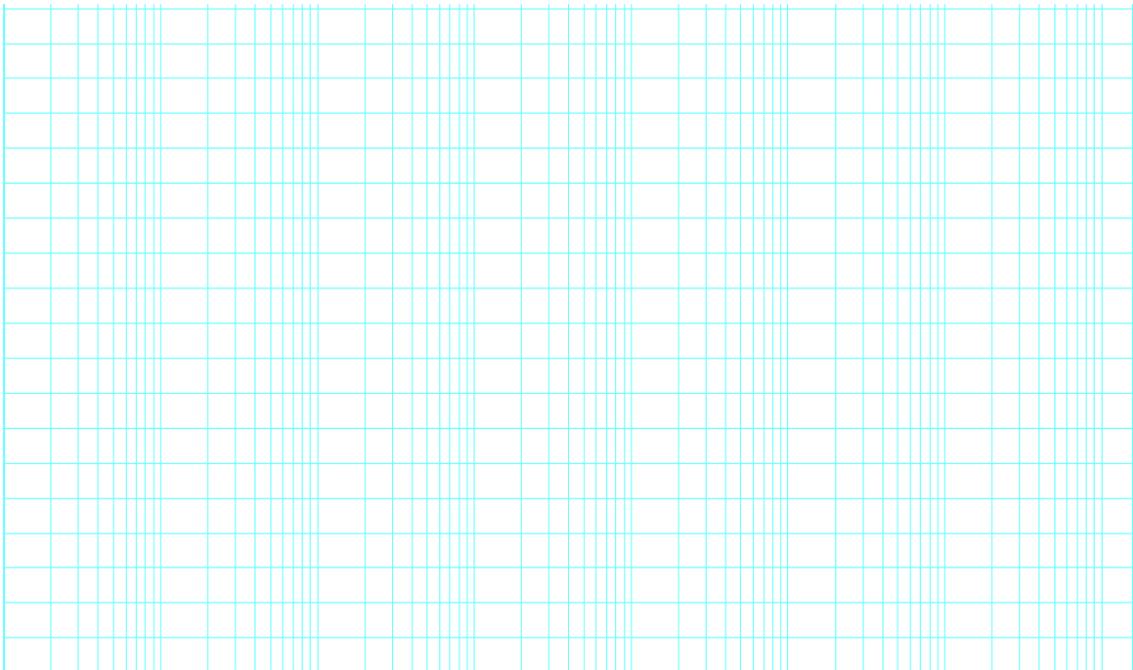
< メモ >

<実験> 図5-18と同じ回路において、周波数特性を求めよ。

(1) まず、周波数特性を計測する前にバイアスを確認する。



(2) 以下の片対数グラフに電圧増幅度(ゲイン:dB)の周波数特性を実験結果から描け。尚、測定に当たってはオシロスコープの自動計測機能をなるべく利用すること。また、位相についても、可能な限りグラフ化せよ。少なくとも低域、高域の遮断周波数時の位相差は計測すること。



グラフから中域の増幅度は () dB なので、-3dB となる周波数を低域、高域遮断周波数として測定すると、位相は、
 低域遮断周波数 f_{cl} () Hz のとき () ° (進んで、遅れて) いる。
 高域遮断周波数 f_{ch} () Hz のとき () ° (進んで、遅れて) いる。

6. エミッタ・フォロワ回路（コレクタ接地増幅回路）

6-1 基本動作と回路設計

エミッタ接地増幅回路の入出力インピーダンスはいずれも数 $k\Omega$ 程度ありますので、内部抵抗の大きい信号源から直接電圧を取り出したり、大きい負荷（抵抗値は小）を直接駆動することはできません。

そこで、図6-1に示すエミッタ・フォロワ回路は特に出力インピーダンス Z_o を小さくした回路です。入力インピーダンスについては、エミッタ接地に対して幾分かは改善されますが、抵抗 R_1 、 R_2 （ベース・ブリーダ抵抗）が信号成分から見ると信号源に対して並列に入りますので、どうしてもそれ以上にはなりません。

仕様	電源電圧	$V_{CC}=12V$	最大出力電流	$I_{Omax}=\pm 2.5mA$
	最大出力電圧	$V_{Omax}=6V_{p-p}$	（負荷 $R_5=1.2k\Omega$ ）	
	低域遮断周波数	$f_{cl}=20Hz$		

それでは、上記の簡単な仕様で設計してみましょう。

まず、エミッタ電位 V_E は V_{CC} の2分の1に設定すると最大の振幅が得られますので $V_E = 6V$ とします。コレクタ電流 I_C は最大出力電流 $|I_{Omax}|$ の2倍よりも大き目に設定するのが一般的ですが、ここでは、丁度2倍の $I_C=5mA$ とすると、

$$R_4 = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E} \approx \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 6}{5 \times 10^{-3}} = \frac{6}{5} \times 10^{-3} = 1.2 k\Omega$$

となります。ベース電位 V_B はベース・エミッタ間電圧 V_{BE} を $0.7V$ とすると $6.7V$ になります。ここで、 h_{FE} を 200 とすると、ベース電流 I_B は $25\mu A$ となります。 I_A は I_B の10倍以上の電流を流しておく必要がありますので、 V_B と見比べて切りの良い $I_A=670\mu A$ とします。すると、 R_2 は、

$$R_2 = \frac{V_B}{I_A} = \frac{V_E + V_{BE}}{I_A} = \frac{6 + 0.7}{670 \times 10^{-6}} = \frac{6.7}{6.7 \times 10^{-4}} = 10 k\Omega$$

となります。

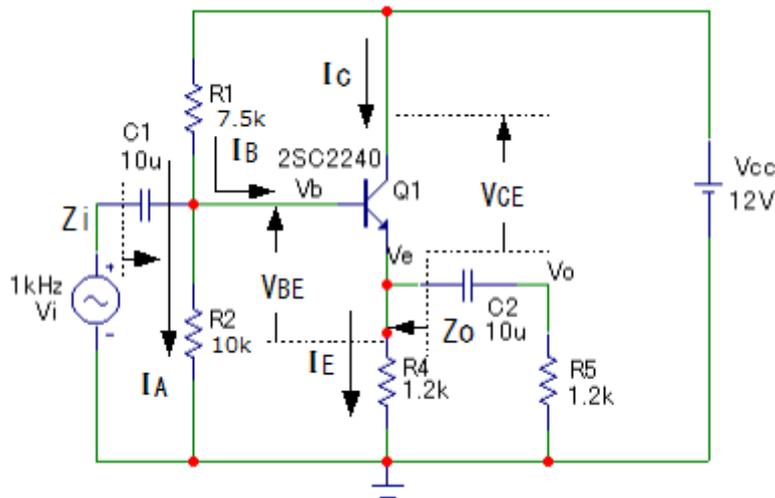


図6-1

また、R1 は、

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_A + I_B} = \frac{12 - 6.7}{(670 + 25) \times 10^{-6}} = \frac{5.3}{695 \times 10^{-6}} \approx 7.63 \text{ k}\Omega$$

E24 系列から選び 7.5 k Ω とします。

カップリングコンデンサ C1, C2 は、

$$\begin{aligned} C1 &\geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot \{R_s + R1 // R2 // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R4 // R5]\}} \\ &\geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot \{50 + 7.63k // 10k // [1.5k + (1 + 260) \cdot 1.2k // 1.2k]\}} \\ &\geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot (50 + 7.63k // 10k // 158k)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 4.21k} = 1.90 \mu F \\ C2 &\geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot R5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 1.2k} \approx 6.63 \mu F \end{aligned}$$

と求めますが、ここでは、余裕をみて C1=C2=10 μ F とします。

ここはエミッタ電流 I_E を多めに流さなければなりませんので、ベース電流 I_B の影響を少なくするため、h_{FE} の大きいトランジスタ 2SC2240 を用います。データシートをみると h_{FE} は 200 から 700 とありますが、切の良い 200 としました。

設計した回路について Operating Point Only で解析を行い、バイアスを確認してみます。図 6-2 はその解析結果です。h_{FE} が設計値よりも大きかったため、ベース電流 I_B が 6 割程度しか流れていません。しかし、エミッタの電位、エミッタ電流 I_E はほぼ目標値の値が得られています。この結果から、この回路は h_{FE} の違いを吸収できる設計になっていることがわかります。

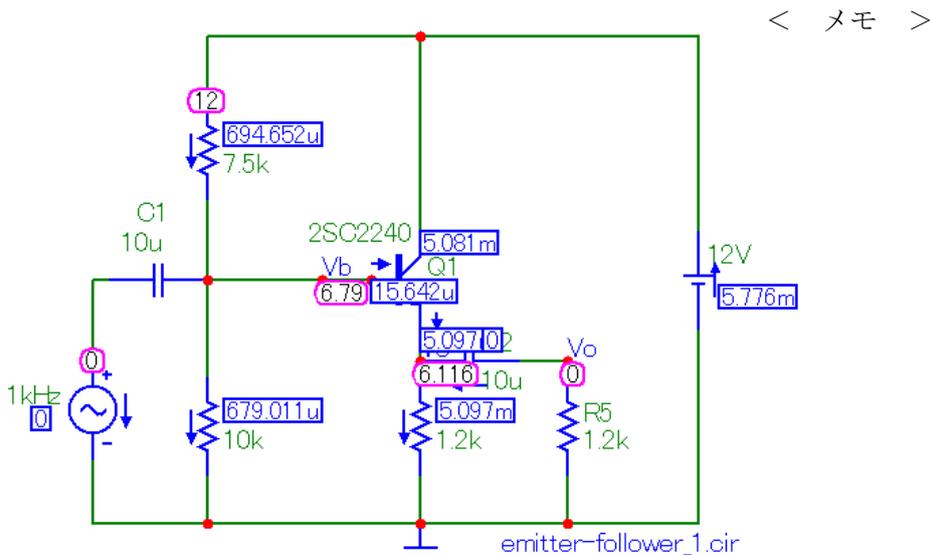


図 6-2

次に、図6-3のようにトランジェント解析 Limits Box を設定し、各部の波形を解析します。ただし、入力 V_i の振幅 $A=3V$ とします。

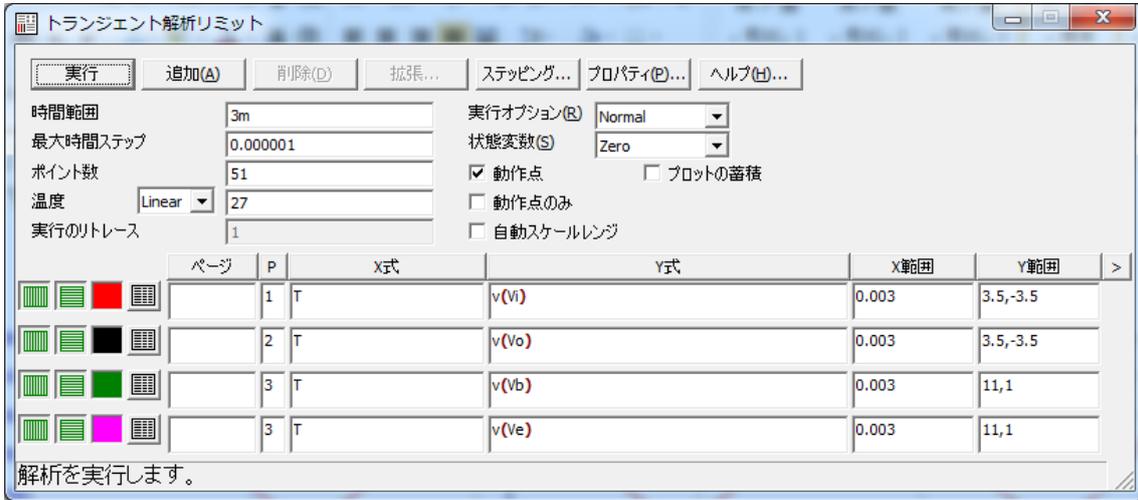


図6-3

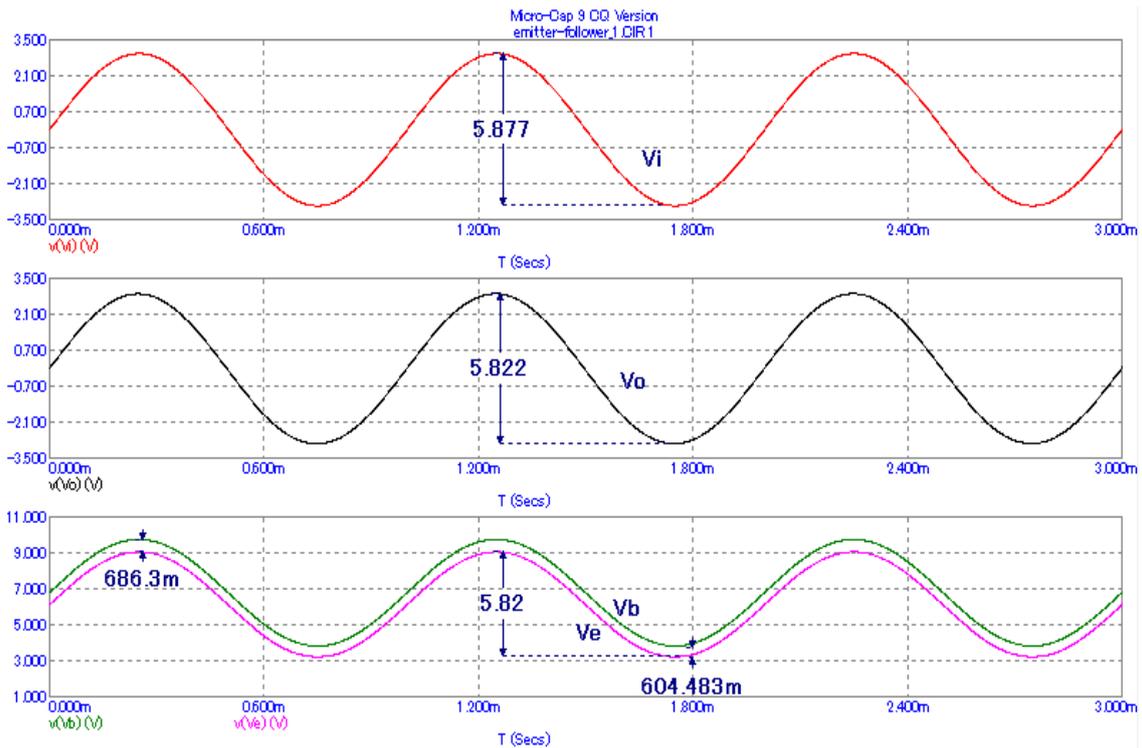


図6-4

図6-4は解析結果です。出力 V_o は $6V_{pp}$ には少し足りませんがほぼ仕様を満たしていることが判ります。このときの入力 V_i は $6V_{pp}$ なので、電圧増幅度 A_v は1倍弱となっています。

< Skill >

- (1) 入出力インピーダンス Z_i 、 Z_o をシミュレーションより求めてみましょう。
(emitter-follower_k1.cir)

- (2) 入力信号 V_i の振幅 $A=4V$ とし、トランジェント解析しましょう。

6-2 エミッタ・フォロワの応用回路

図6-5はエミッタ接地増幅回路の出力にエミッタ・フォロワ回路を接続し、増幅度 A_v ($= -10$ 倍) はそのまま低出力インピーダンス化を狙った回路です。回路定数はこれまでとほぼ同じ値を用いますので重複する説明は省きます。

この回路の増幅度 A_v は、

$$A_v \approx -\frac{R_3}{R_4 // R_5} = -\frac{2.64k}{1k // 270} \approx -\frac{2.64k}{213} \approx -12.4 \text{ 倍}$$

と概算で求めることができます。実際の回路では一般的にこの値より小さめになりますので、このように目標値 (-10 倍) より幾分大きくなるように設定しておきます。

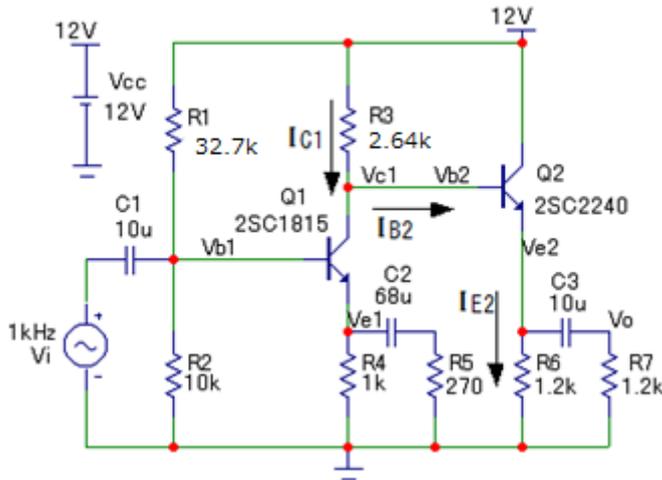


図6-5

C_2 は、低域遮断周波数 $f_{cl} = 20\text{Hz}$ とすると、

$$C_2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot R_5} \\ \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 270} \\ \geq 29.5 \mu\text{F}$$

と求まりますが、余裕を見て $68 \mu\text{F}$ とします。

エミッタ接地増幅段の出力側の動作点は $I_{C1} \gg I_{B2}$ が成立しますので、コレクタ電流 $I_{C1} = 2\text{mA}$ 、コレクタ電位 $V_{c1} \approx 6.7\text{V}$ とほとんど変化ありません。また、エミッタ・フォロワ回路の入力バイアス V_{b2} は V_{c1} と同電位なので、結果的に出力のエミッタの電位は、図6-1の場合とほぼ同じの 6V になります。

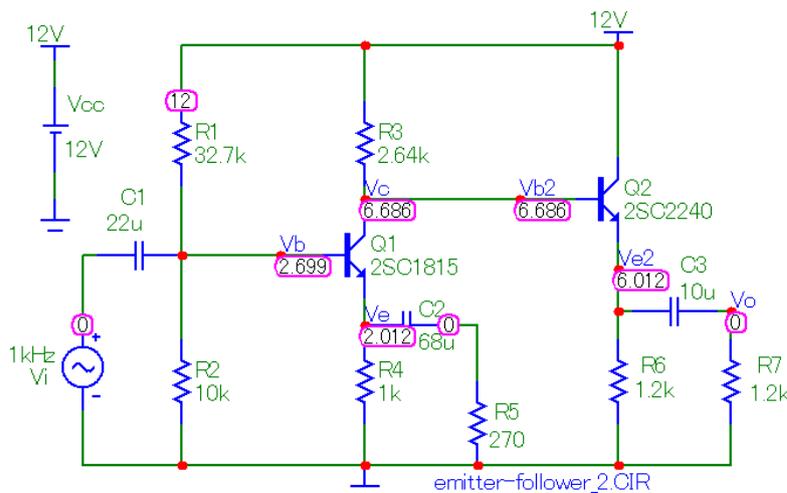


図6-6

$$V_{c1} = V_{cc} - V_{R3} \\ = V_{cc} - R_3 \cdot I_{c1} \\ = 12 - 2.64k \cdot 2m \\ = 12 - 5.28 \approx 6.7\text{V}$$

$$I_{E2} = \frac{V_{c1} - V_{BE2}}{R_6} \\ \approx \frac{6.7 - 0.7}{1.2 \times 10^3} \\ \approx 5\text{mA}$$

図6-6に各バイアスのシミュレーション結果を示します。

図6-7は入力信号 V_i の振幅 $A=0.3V$ とし、トランジスタ Q_2 のエミッタ電流 I_{e2} 、 V_{e2} についてトランジェント解析した結果です。

トランジスタに流れる3つの電流は、シミュレータにおいてトランジスタに流れ込む方向を正方向として定められていますので、NPN型トランジスタにおいては、実際の流れと逆になるため、見やすさ考慮し、“ $-I_{e(Q2)}$ ”とします。

トランジェント解析 Limits Box は省略します。

解析結果より、エミッタ電位 V_{e2} が $3V$ 以下になろうとしますが、エミッタ電流 I_{e2} が $0.00mA$ となってしまう、これ以上電流を小さく出来ないためエミッタの電流、電圧波形の下側がクリップしているのが確認できます。

振幅 $A=0.25V$ として再度トランジェント解析を行うと、出力 V_o にクリップは現れません。

仕様通りであれば、入力信号 V_i の振幅 $A=0.3V$ としたとき出力 V_o にクリップは現れないはずですが、出てしまいました。これは、設計した回路の増幅度が目標値の10倍より高くなっているためです。シミュレーションでは、約11倍となっています。

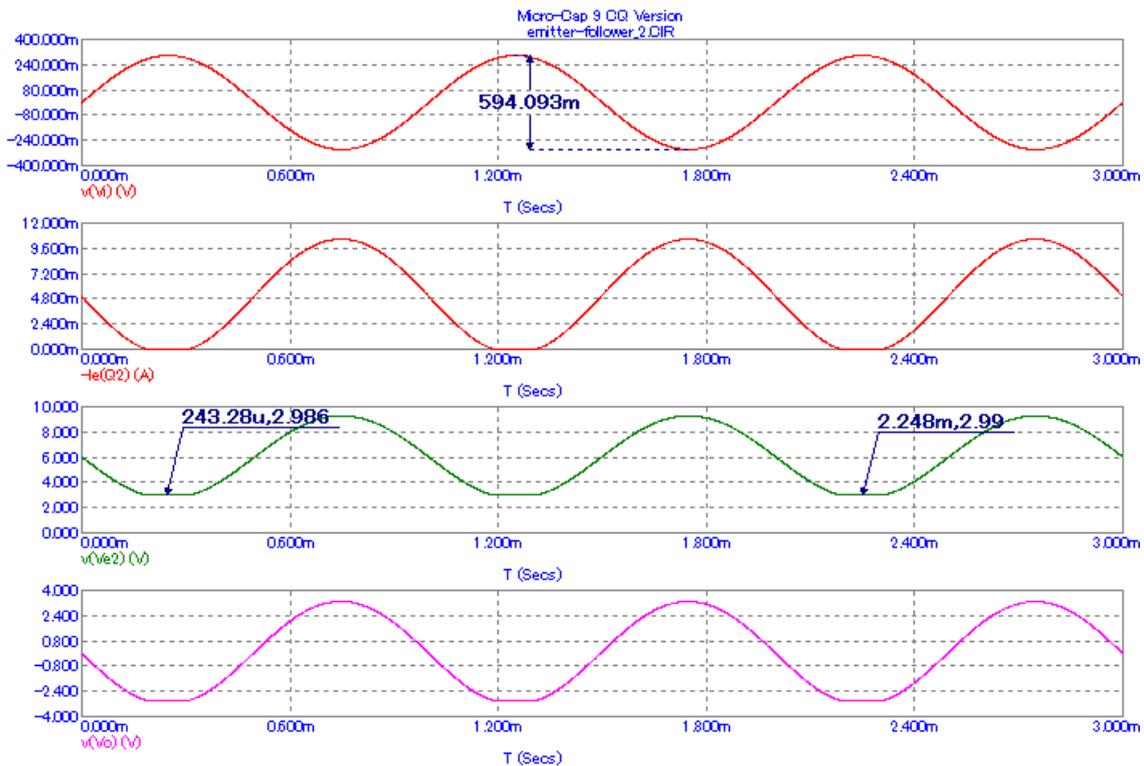


図6-7

< メモ >

図6-8はエミッタ・フォロワ回路のエミッタ抵抗の代わりに定電流源を用いた回路です。このようにすると定電流源の吸い込み電流まで負荷抵抗 R7 に流せるようになります。

ただし、図6-8の場合は先にトランジスタ Q1 の V_{CE} の方が飽和してしまいその時点で出力 V_o の負側がクリップしてしまいます。

抵抗 R10 は V_{e3} を 1.2V とし、流れる定電流 I_{E3} を 5mA とすると、

$$R10 = \frac{V_{e3}}{I_{E3}} = \frac{1.2}{5 \times 10^{-3}} = 240 \Omega$$

となります。

ここで、トランジスタ Q3 の h_{FE} を 100 とすると $I_{B3} = 50 \mu A$ となります。 V_{b3} は $V_{BE} = 0.7V$ とすると 1.9V になります。 R9 は、 $I_{A3} = 950 \mu A$ とすると、

$$R9 = \frac{V_{b3}}{I_{A3}} = \frac{1.9}{0.95 \times 10^{-3}} = 2 k\Omega$$

と求まります。 R8 は、

$$R8 = \frac{V_{CC} - V_{b3}}{I_{A3} + I_{B3}} = \frac{12 - 1.9}{1 \times 10^{-3}} \approx 10.1 k\Omega$$

となります。

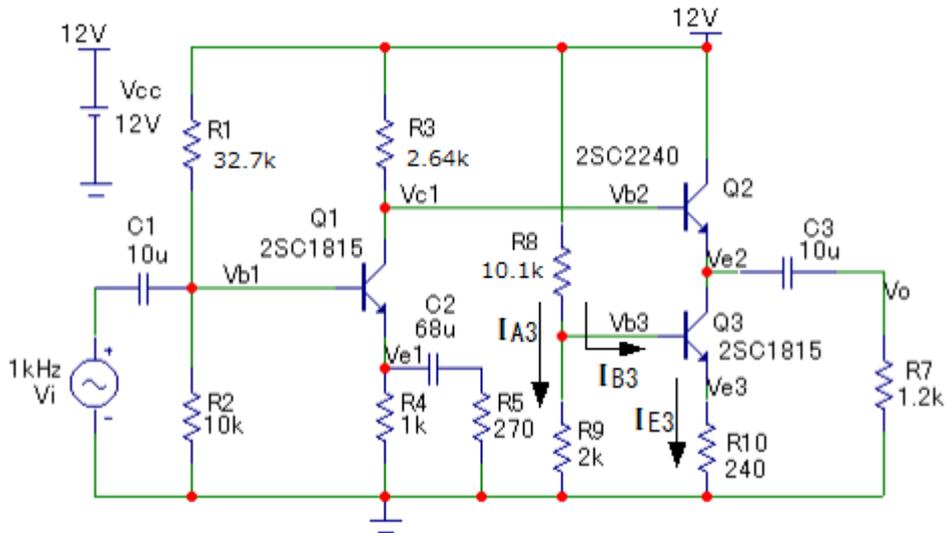


図6-8

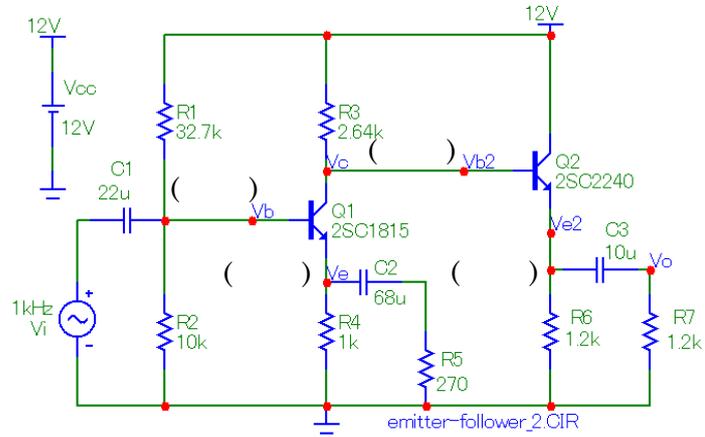
< メモ >

< Skill >

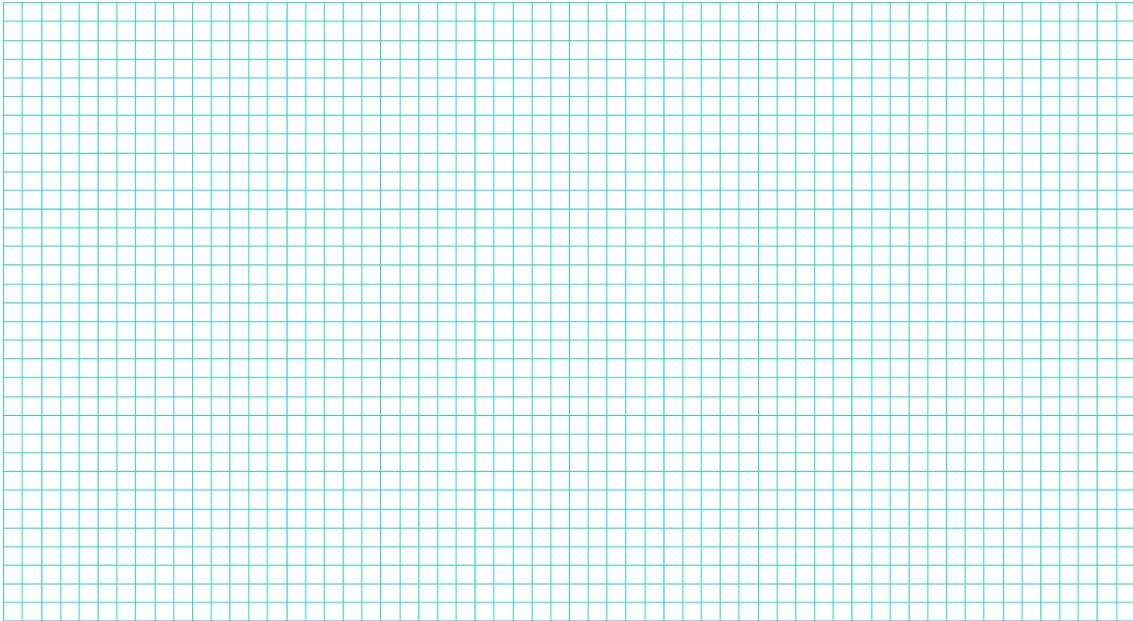
- (1) 図 6-8 の回路について、各点のバイアスを解析しましょう。
- (2) 図 6-8 の回路について、入力信号の振幅 A を $0.3V$ 、 $0.4V$ とした場合について各部の波形を解析しましょう。
(emitter-follower_k2a.CIR, emitter-follower_k2b.CIR)
- (3) 図 6-8 の回路において、負荷抵抗 $R7=600\Omega$ とし、入力信号の振幅 A を調整して無歪み最大出力 V_{OMAX} を確認せよ。
(emitter-follower_k3.CIR)

<実験> プロットボード上に図6-6の回路を組む。

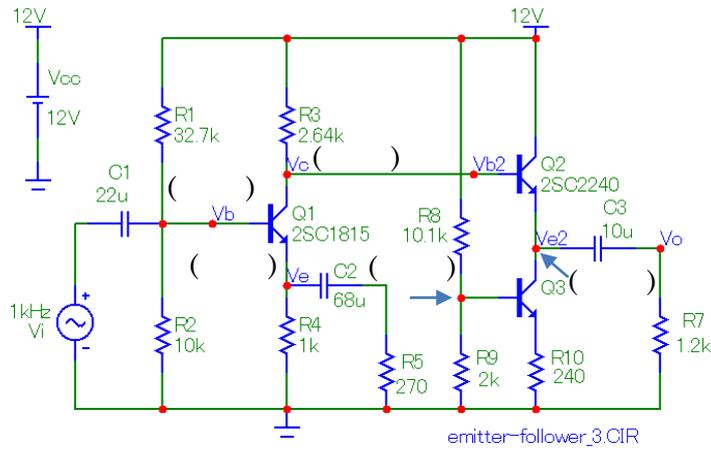
(1) まず、バイアス電圧を確認する。



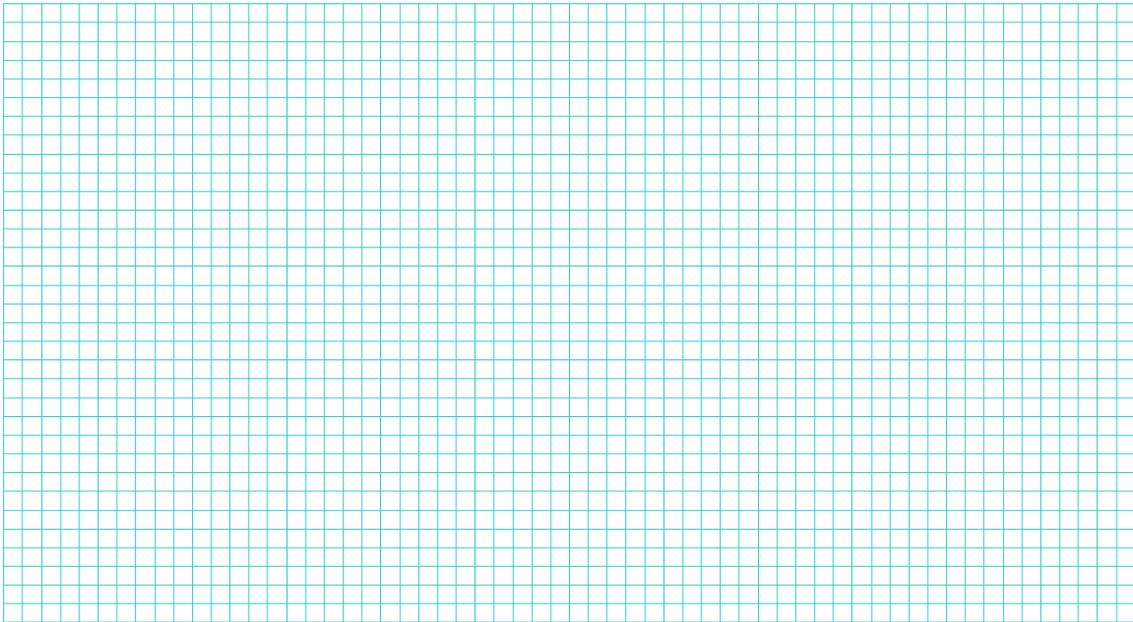
(2) 入力信号 V_i の振幅 A を調整して、無歪み最大出力 $V_{O\text{MAX}}$ を確認する。また、さらに入力信号 V_i を大きくした場合の歪みの原因を確認せよ。



(3) R6 を定電流源に変更し、図 6-8 の回路とする。そして、バイアス電圧を確認する。

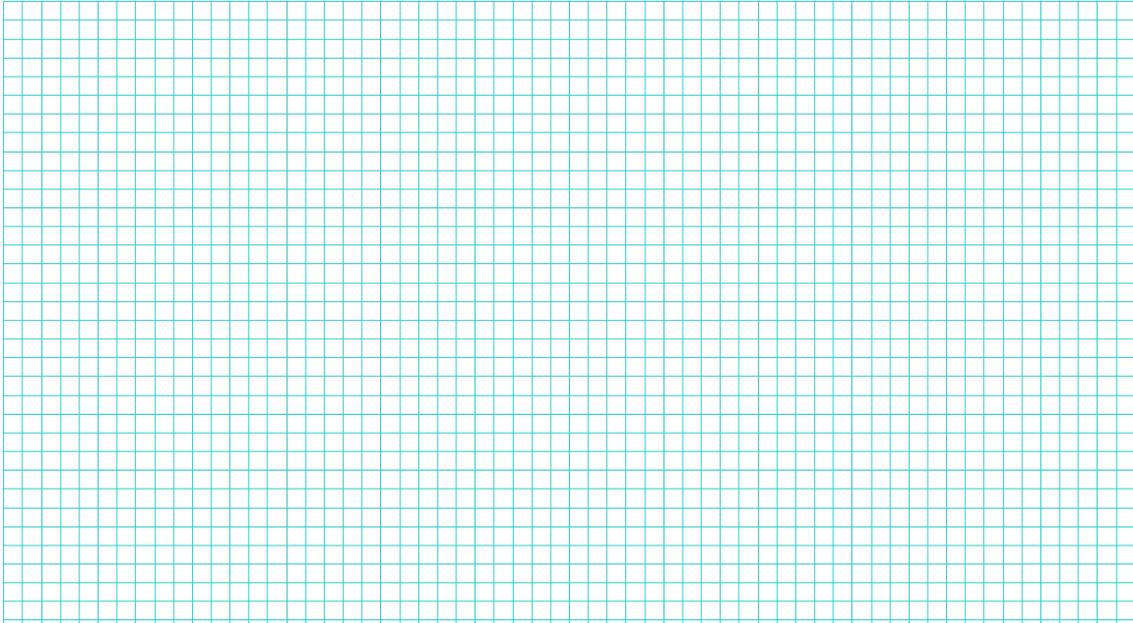


(4) 入力信号の振幅 A を調整して、無歪み最大出力 V_{OMAX} を確認する。また、さらに入力信号 V_i を大きくした場合の歪みの原因を確認せよ。



・ 歪みの原因

- (5) 負荷抵抗 R_7 を 620Ω に変更して、無歪み最大出力 V_{OMAX} を確認する。また、さらに入力信号 V_i を大きくした場合の歪みの原因を確認せよ。



- ・ 歪みの原因

7. ベース接地増幅回路

7-1 ベース接地増幅回路の基本動作と回路設計

図7-1はエミッタ増幅回路とほとんど同じ回路のように感じられますが、この回路はエミッタに入力信号が入り、ベースはコンデンサ C1 で交流（信号）的に短絡してありますので、ベース接地増幅回路になります。

エミッタ接地増幅回路では、ベース・コレクタ間容量 C_{bc} のミラー効果により容量が $(1+|A_v|)$ 倍され、ベース直列抵抗（ベース広がり抵抗）とローパスフィルタを形成し高域の利得が低下しましたが、このベース接地増幅回路では、ミラー効果による利得の低下は発生しませんので、高域の特性が伸び周波数特性は良くなります。ただし、入力インピーダンスは一般に小さくなりますので、信号源の内部抵抗が大きい場合、直接は利用しづらい回路となります。

この回路では B 点のベース端子はコンデンサ C1 で交流的に短絡してありますので、抵抗 R1 と R2 で電源電圧を分圧した電圧一定となり信号成分は発生しません。また、E 点のエミッタ端子もベース・エミッタ間電圧 V_{BE} を $0.7V$ でほぼ一定とすると、信号成分は発生しないこととなります。入力は抵抗 R3 と R_E の間の A 点から加えます。これは増幅度を制限し抵抗比で定まるようにするためです。A 点に信号源から入力電圧 V_i がかかると、コンデンサ C3 により直流電圧に重畳されます。E 点のエミッタ電位はほぼ一定と考えられますので、抵抗 R3 を流れる電流とエミッタ電流 I_e の信号成分は R_E と R3 が等しいとすると大きさ： V_i/R_3 、流れる方向：互いに逆になります。この電流がほとんどコレクタ電流 I_c の信号成分となって流れますので、出力電圧 V_o は入力 V_i と同相で、 R_c/R_E 倍した波形となります。

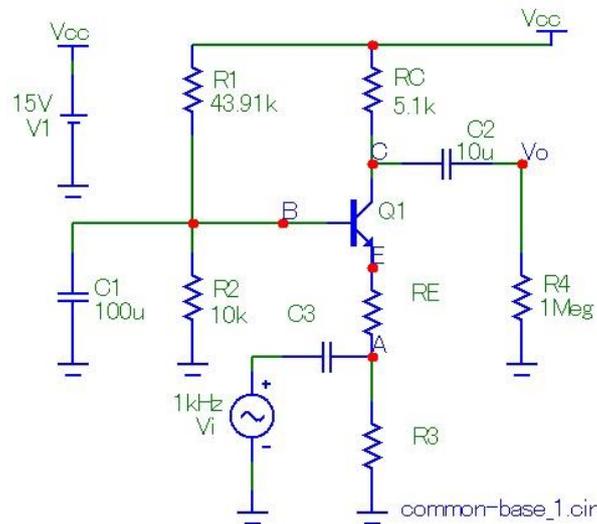


図 7 - 1

では、以下の仕様でベース接地増幅回路を設計してみましょう。

仕様	電源電圧 V_{CC}	15V、	電圧増幅度 A_v	5 倍 (14dB)
	最大出力電圧	10V _{p-p} 、	低域遮断周波数	20Hz
	高域遮断周波数	— (結果次第)		
	入出力インピーダンス	— (結果次第)		

まず、電源電圧の 10% から 20% を目安にここではエミッタの電位を 2V とします。この電圧は動作点のコレクタ (エミッタ) 電流が抵抗 R_E 、 R_3 に流れて発生しますので、コレクタ電流を切りのいい 1mA とすると、

$$R_E + R_3 = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{2}{1m} = 2 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

となります。信号源から入力インピーダンス Z_i は抵抗 R_E と R_3 の並列となりますので、入力インピーダンスが最大となるように、 $R_E = R_3 = 1k\Omega$ とします。

抵抗 R_C は電圧増幅度 A_v ($R_C/R_E = 5$) を抵抗 R_E と決めますので、 R_E は E24 系列から 5.1k Ω とします。これにより、動作点のコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} は、

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - V_E = 15 - 1m * 5.1k - 2 = 7.9 \text{ [V]}$$

になります。

これにより、最大出力電圧は 10V_{p-p} 程度えられ、十分に仕様を満たします。

抵抗 R_1, R_2 は多少ベース電流が変動してもベース電位がエミッタ電位プラス 0.7V、ここでは 2.7V 一定になるように定めます ($I_A \gg 10 \cdot I_B$)。トランジスタ Q1 の h_{FE} を 100 とすると I_B は 10 μ A となりますので、 R_2 を 10k Ω とし I_A を 270 μ A 流します。

よって、抵抗 R_1 は、

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_A + I_B} = \frac{15 - 2.7}{(270 + 10) * 10^{-6}} = 43.92 \approx 43k + 0.91k = 43.91 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

とします。

コンデンサ C_3 は、

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot (R_E // R_3)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 500} = 15.9 \text{ [}\mu\text{F]}$$

と低域遮断周波数 f_{cl} から求められ、余裕をみて 22 μ F とします。コンデンサ C_2 も C_3 と同様に計算できますが、分母の抵抗が 1M Ω と大きくなりますので 1 μ F でも十分なのですが、適当に 10 μ F とします。コンデンサ C_1 はベースを交流的に接地するためのものですから、このコンデンサの容量が小さいと低域でベース接地とみなせなくなります。ここでは十分に余裕をみて、100 μ F とします。

7-2 ベース接地増幅回路の解析

図7-2は Operating Point Only で解析を行った動作点での各ノード電圧です。ほとんど設計値で用いた値となっています。これにより、8割りから9割仕様通り動くことが期待できます。実際の回路でも、まず、動作点（バイアス）の状態を確認するようにします。

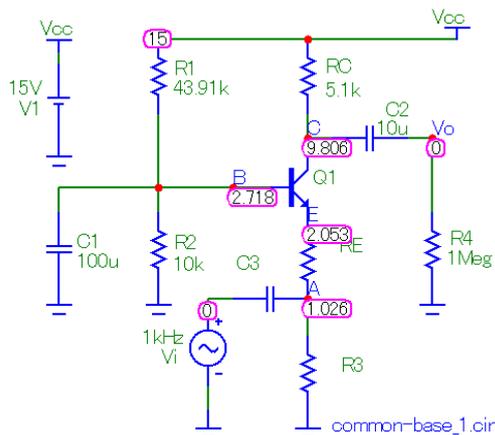


図 7-2

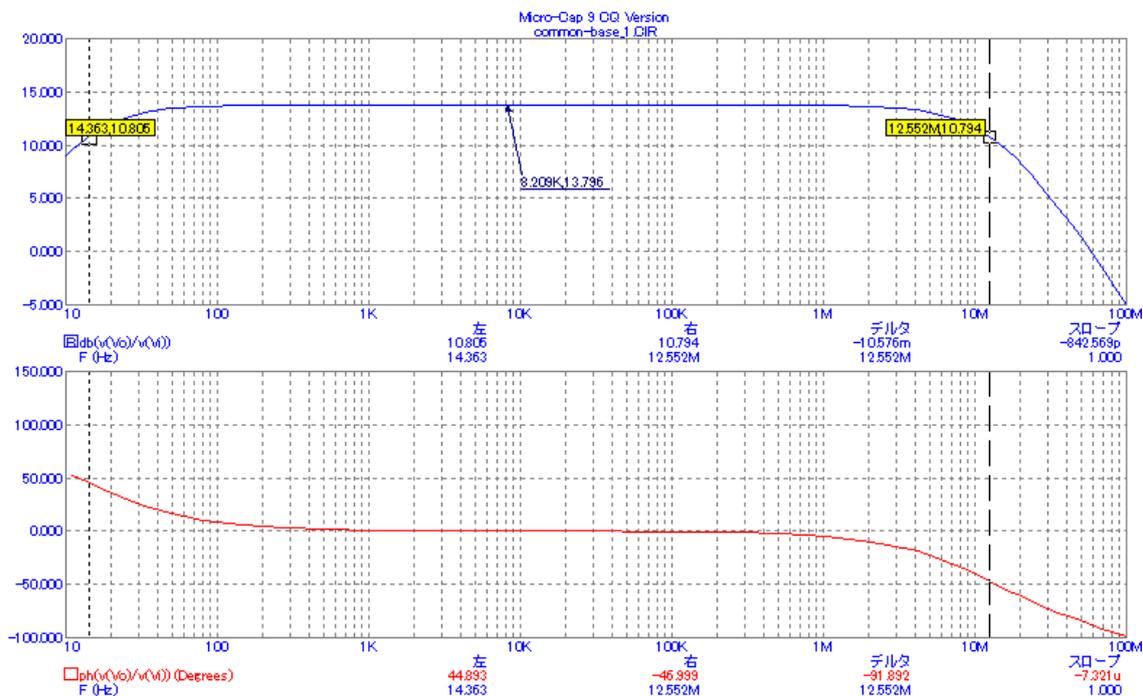


図 7-3

図7-3はAC解析を行った結果です。中域の増幅度 13.8dB (4.9倍)、位相は同相、低域遮断周波数 f_{cl} は 14.4Hz、このとき位相は 44.9° 、高域遮断周波数 f_{ch} は 12.6MHz、このときの位相は -47.0° となって少し増幅度が足りませんが、ほとんど仕様を満たしています。高域遮断周波数 f_{ch} は約 2.5 倍に伸びています。

図7-4は周波数 $F=1\text{kHz}$ 、振幅 $A=1\text{V}$ の入力 V_i に対する各ノードの電圧波形をトランジェント解析した結果です。ベースは完全にエミッタはほぼ交流的に短絡され、信号成分が現れません。

また、出力電圧 V_o は入力 V_i を 5 倍弱し、同相となることが確認できます。最大出力は仕様の 10Vp-p を満たしています。

これ以上大きい入力を入れると、A 点の電位が E 点の電位に接していますので、コレクタ電流 I_c がゼロとなり、出力波形の上側がクリップしてしまいます。

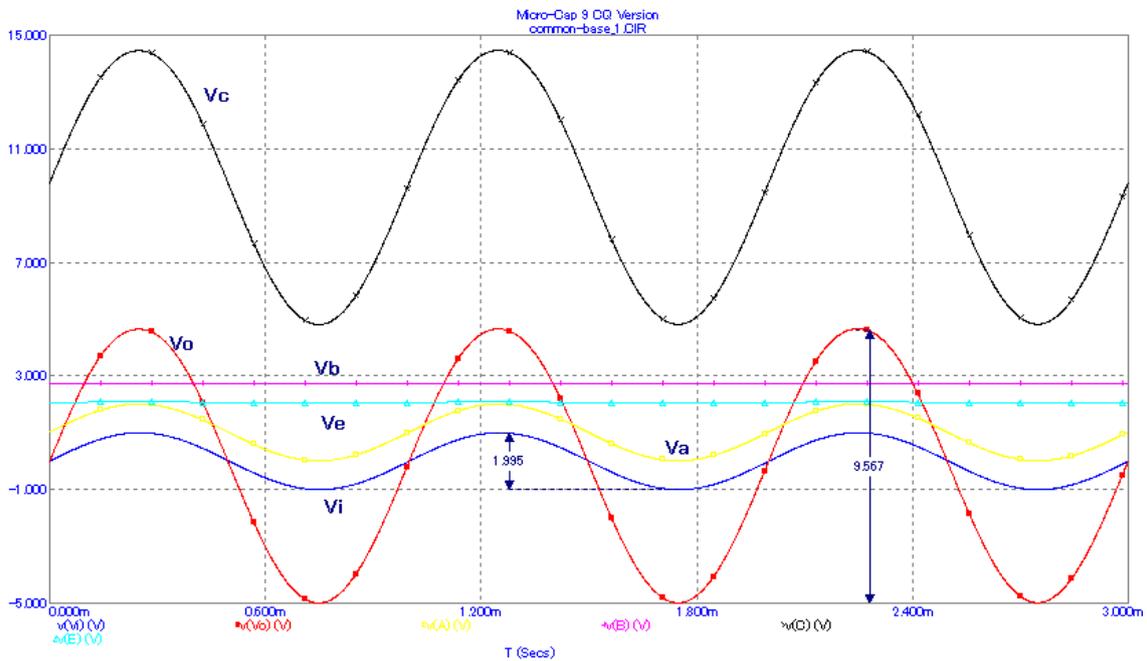
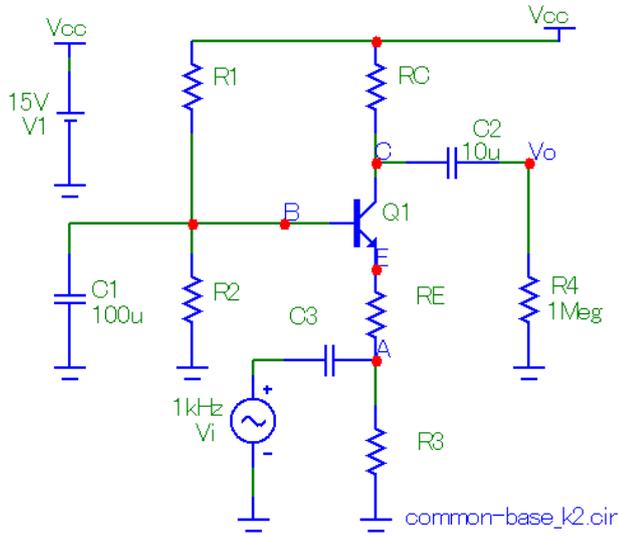


図7-4

< Skill >

- (1) 図7-1において、入出力インピーダンス Z_i 、 Z_o を解析にて確認しましょう。
(common-base_k1.cir)

- (2) 図7-1において、コレクタのバイアス電流 I_c を 5mA とし各回路定数を再計算せよ。
(common-base_k2.cir)



- (ア) 各バイアスを確認せよ。

- (イ) AC 解析を行い、周波数特性の変化を確認せよ。また、変化した要因について検討せよ。

8. カスコード増幅回路

8-1 カスコード増幅回路の基本動作と回路設計

ベース接地増幅回路は高域の周波数特性が良くなりますが、入力インピーダンスが低下してしまいます。

入力インピーダンスは一般に大きいほど信号源から大きな電圧を取り出すことができます。ただし、高周波回路では整合をとる必要があるため必ずしも大きいことが良いとは限りません。

図8-1はNPN型トランジスタを縦続接続したカスコード増幅回路です。

入力側に入っているトランジスタ Q1 は、コレクタにぶら下がっているトランジスタ Q2 以下を負荷としてみると Q1 はエミッタ接地としてみなせます。

トランジスタ Q2 はベースがコンデンサによって交流的に接地されていますので Q2 はベース接地としてみなせます。

Q1 のコレクタでもある Q2 のエミッタにはベース-エミッタ間電圧 V_{BE} が約 0.7V 一定(実際はコレクタ電流が変化しますのでその分僅かではあるが、 V_{BE} は変動します。) とみなせますので、ほとんど交流成分は発生しません。

よって、エミッタ接地 (Q1) の高域における周波数特性低下の原因であるミラー効果は発生しません。

トランジスタ Q1 のベースに加えられた入力信号は Q1 のエミッタにそのまま現れ、抵抗 R_E で電流に変換されます。この電流がそのままトランジスタ Q2 のコレクタ電流となり抵抗 R_C に流れますので、ここで再び電圧に変換されます。よって、電圧増幅度 A_v はエミッタ接地増幅回路と同じ ($-R_C/R_E$) になります。

これらのことから入力側はミラー効果の発生しないエミッタ接地回路として動作し、

出力側はベース接地回路として動作します。これにより入力インピーダンスはエミッタ接地と周波数特性はベース接地と等しくなります。

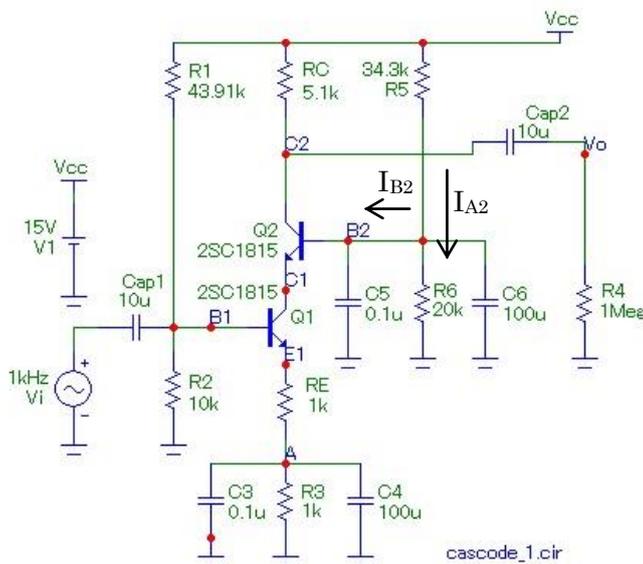


図 8-1

では、前章のベース接地増幅回路と同じ仕様でカスコード接続増幅回路を設計してみましょう。

仕様	電源電圧 V_{CC}	15V、	電圧増幅度 A_v	-5 倍 (14dB)
	最大出力電圧	10Vp-p、	低域遮断周波数 f_{cl}	20Hz
	高域遮断周波数		(ベース接地同等)	
	入出力インピーダンス		(エミッタ接地同等)	

前章の図 7-1 のベース接地増幅回路と特性を比較するためなるべく回路定数を同じにします。

よって、ここでは B2 点のトランジスタ Q2 のベース電位を決める抵抗 R5, R6 とバイパス用のコンデンサについて求めます。

トランジスタ Q1 のコレクタ電位 (C1 点) には交流成分がほとんど発生しませんので、B2 点の電位引く 0.7V と一定になります。ここで、Q1 のコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} が小さいと入力電圧が大きくなったとき E1 点のエミッタ電位が高くなり、 V_{CE} がすぐに飽和してしまいます。このことが出力電圧波形の下側のクリップとして現れます。また、Q1 ではミラー効果は発生しませんが、Q1 のコレクタ電位 (C1 点) に交流成分が完全にゼロというわけでもありませんので、 C_{bc} (C_{ob}) は小さいにこしたことはありません。Cob はコレクタ-ベース間電圧 V_{CB} が小さいと、大きくなる傾向がありますので、 V_{CB} をおおよそ 2V 以上にする必要があります。これらのことから B2 点を 5.4V、C1 点を 4.7V、E1 点を 2V とし、 V_{CE} が 2.7V (V_{CB} : 2.0V) になるようにします。

この回路の動作点のコレクタ電流は 1mA なので Q2 のベース電流は h_{FE} を 100 とすると $10\mu A$ 流れます。ここで、R6 を $20k\Omega$ とし、 I_{A2} に I_{B2} の 10 倍以上の ($5.4/20k=$) $270\mu A$ を流します。R5 には 9.6V が掛かりますので、

$$R5 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{I_{B2} + I_{A2}} = \frac{15 - 5.4}{(10 + 270)\mu} = \frac{9.6}{280\mu} = 34.285 k\Omega$$

と計算できます。ここでは、 $34.3k\Omega$ ($33k+1.3k$) とします。

バイパス用のコンデンサ C4 は、低域遮断周波数 f_{cl} のとき R_E と $R3//C4$ のインピーダンスの和が R_E の $\sqrt{2}$ 倍になるように選びます。

$$\begin{aligned} \sqrt{2} \cdot R_E &= \left| R_E + \frac{R_E}{1 + j2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot C4 \cdot R_E} \right| & \sqrt{2} &= 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 1600M \cdot C4^2}} \\ &= R_E + \frac{R_E}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_{cl} \cdot C4 \cdot R_E)^2}} & 0.172 &= \frac{1}{1 + 1600 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot C4^2} \\ \sqrt{2} \cdot 1k &= 1k + \frac{1k}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot C4 \cdot 1k)^2}} & 0.172 + 0.172 \cdot 1600 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot C4^2 &= 1 \\ & & C4 &= \sqrt{\frac{1 - 0.172}{0.172 \cdot 1600 \cdot \pi \cdot 10^6}} = 30.95\mu \approx 31 \mu F \end{aligned}$$

ここでは、C4 は余裕をみて $100\mu F$ とします。コンデンサ C3 は高域のインピーダンスを下げるために設けます。

このように、容量の大きいコンデンサと小さいコンデンサを対に用いることにより、低域から高域の広い範囲で GND-A 点間のインピーダンスを小さくできます (後ほど解析します)。

8-2 カスコード増幅回路の解析

図8-2は Operating Point Only で解析を行った場合の各ノード電圧です。

トランジスタ Q1 の V_{CB} は 2.042V(4.76-2.718)と読み取れます。また、他の各ノード電圧もほぼ設計値通りの結果が得られています。

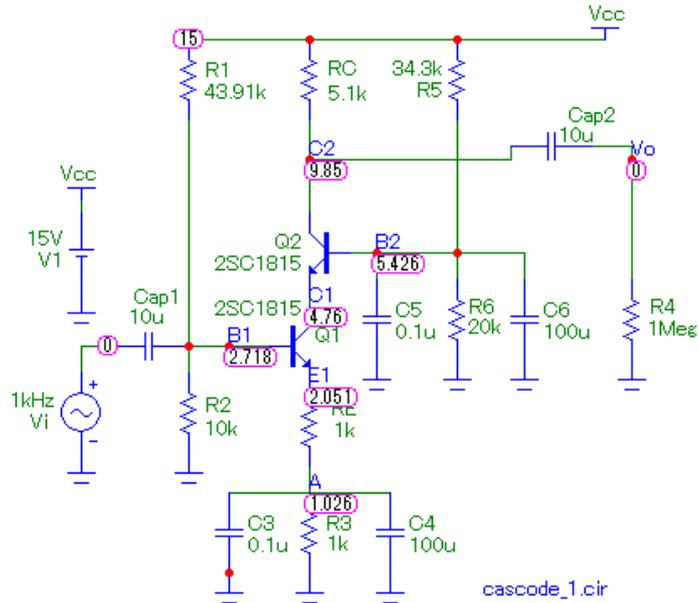


図 8 - 2

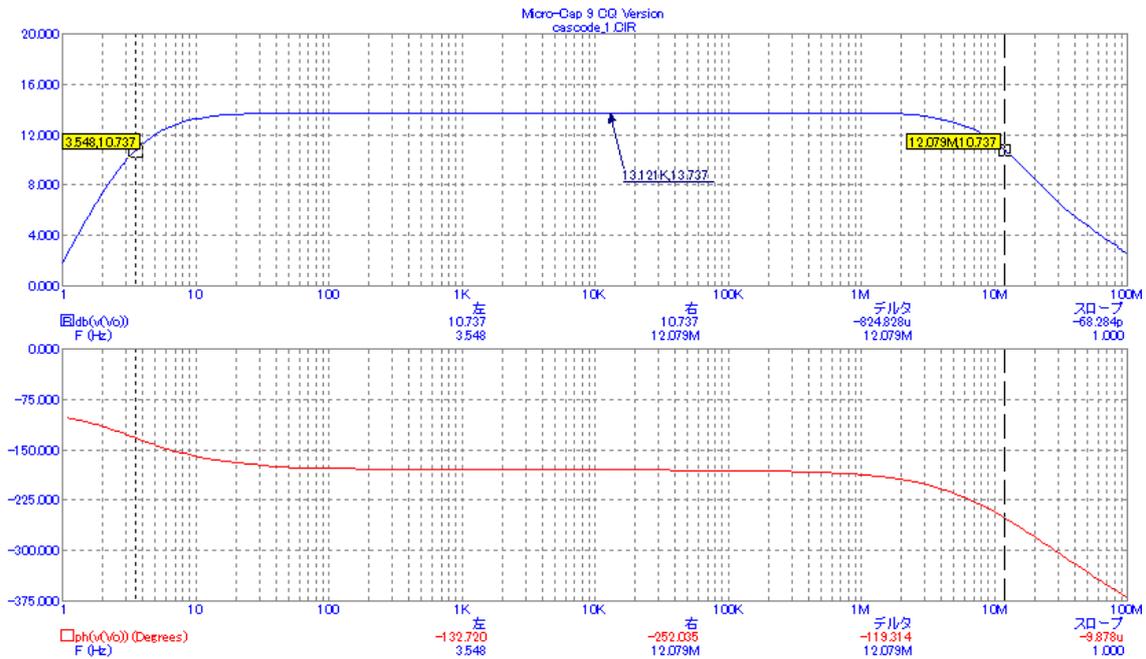


図 8 - 3

図8-3は AC 解析結果です。中域の増幅度 A_v は 13.7dB (4.86 倍) と少し足りませんが、位相は 180° ずれています。

また、低域の遮断周波数 f_{cl} は 10Hz 以下なり、ほとんど仕様を満たしています。高域遮断周波数 f_{ch} は 12.1MHz になっています。

これをトランジスタ Q2 のコレクタ-ベース間容量 C_{cb} と RC が作るポールより求めます。 C_{cb} はデータシートより、標準で 2pF とありますので、この値と用い f_{ch} を計算すると

$$f_{ch} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{cb} \cdot R_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2p \cdot 5.1k} = 15.603M = 15.6 \text{ MHz}$$

となり、誤差が大きく出てしまいました。これは C_{cb} の値がベース・コレクタ間電圧 V_{BC} によって変化することが大きく影響しています。トランジスタ Q2 の V_{BC} を 4.42V(9.85-5.43)としたときの C_{cb} は、シミュレーション結果から、2.892pF となります。改めて計算すると、以下のようになります。

$$f_{ch} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{cb} \cdot R_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2.892p \cdot 5.1k} = 10.79M \approx 10.8 \text{ MHz}$$

10%ほど誤差がありますが、目安には十分でしょう。

図 8-4 はトランジェント解析結果です。

この結果より無歪み最大出力電圧は仕様近くの 9.5Vp-p 得られことが判ります。A 点とトランジスタ Q2 のベース (B2 点) は完全に交流的に接地され、トランジスタ Q1 のコレクタ電位 (C1 点) は完全に接地されず僅かに信号成分が現れることも判ります。

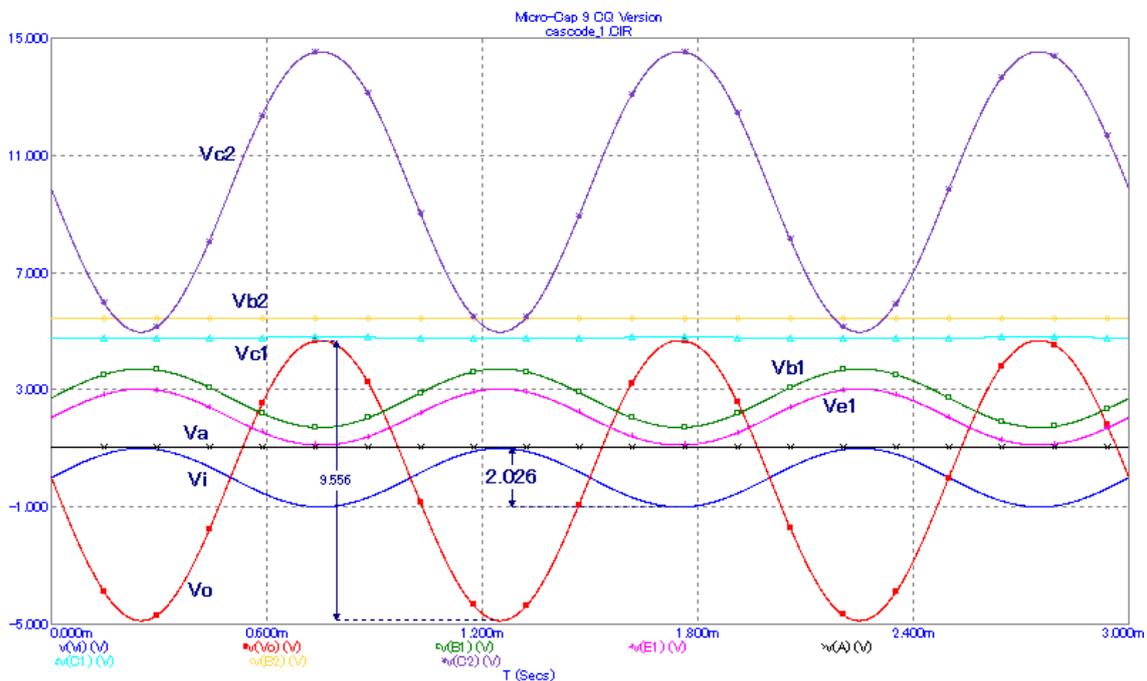


図 8-4

次に、入力インピーダンスについて解析します。

入力インピーダンス Z_i をエミッタ接地の場合と等しいと仮定し求めると、

$$Z_i = R1 // R2 // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E] \approx R1 // R2 \approx \frac{10k \cdot 43.9k}{10k + 43.9k} \approx 8.14 k\Omega$$

となります。

この抵抗を図 8-5 のように接続し、入力 V_i と Z_i に発生する波形をトランジェント解析します。図 8-6 はその解析結果です。 Z_i に発生する電圧は V_i のほぼ 1/2 あり、回路の入力インピーダンスと入力電圧 V_i を二分していることが判ります。

これにより、このカスコード増幅回路の入力インピーダンスはエミッタ接地の場合と等しくなることが確認できます。

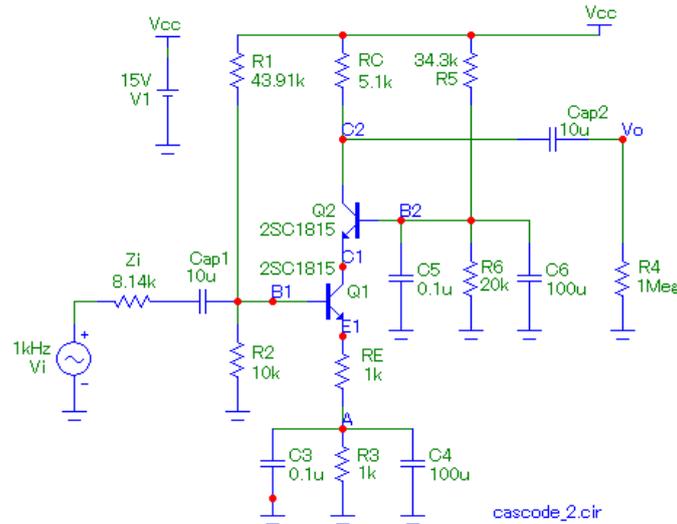


図 8-5

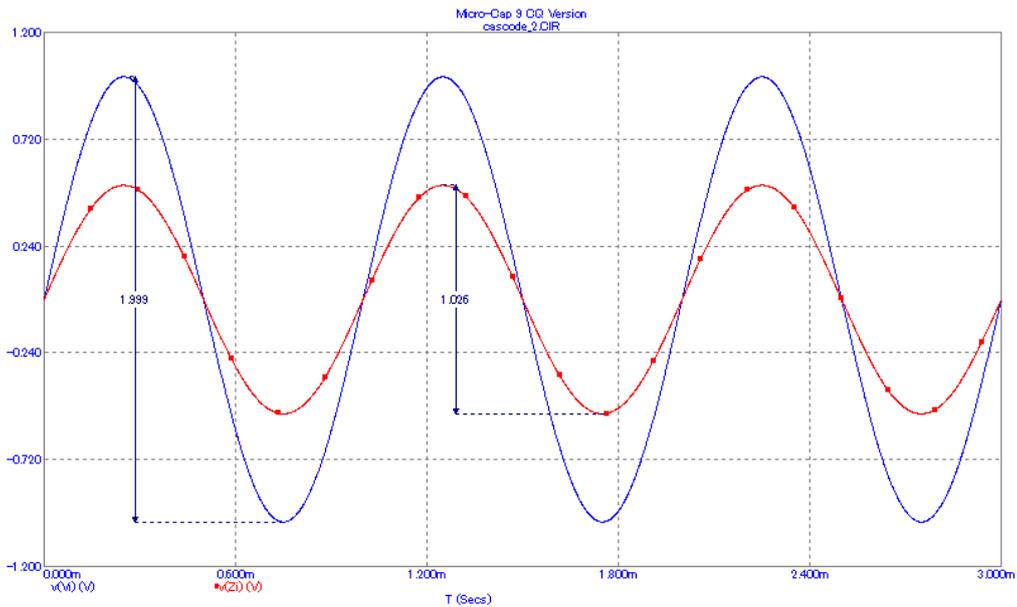
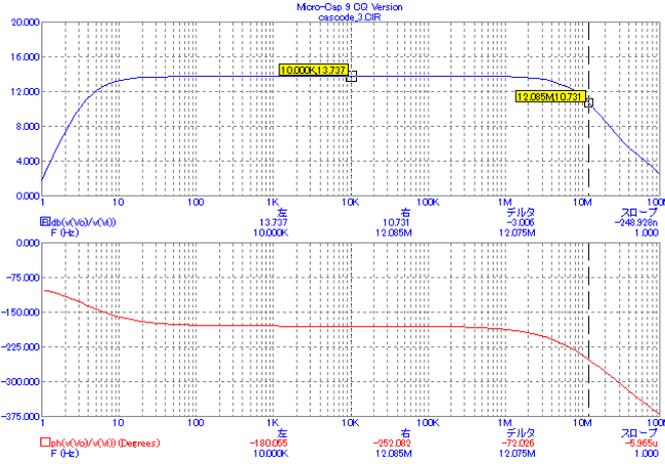


図 8-6

① Q1:2SC1815、Q2:2SC1815



使用するトランジスタによって周波数特性がどのように変化するか解析します。

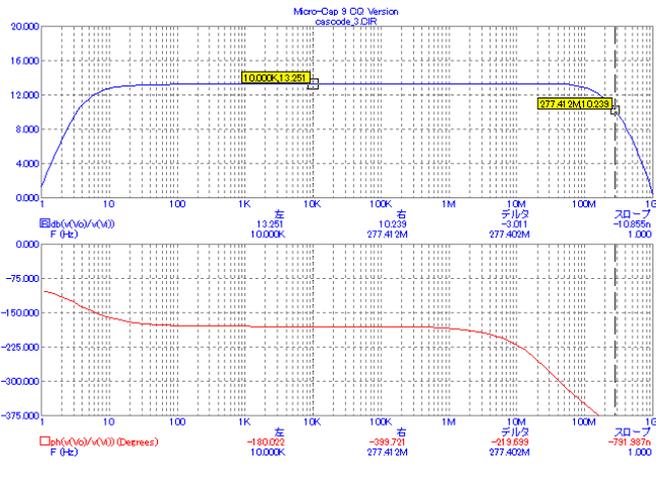
①はQ1,Q2に2SC1815 ($f_r=80\text{MHz}$)を用いた場合の周波数特性です。

②はQ1は2SC1815のまま、Q2を高周波用の2SC2499 ($f_r=4\text{GHz}$)に換えて解析した結果です。高域遮断周波数が277MHzと非常に伸びています。

③はQ1に高周波用の2SC2499をQ2に2SC1815を用いた場合の解析結果です。この場合の遮断周波数は①の解析とほとんど同じになっています。

これらの解析結果より、周波数特性についてはトランジスタQ2により大きく左右され、より高域まで帯域を伸ばすためにはQ2に高周波用のトランジスタを使用しなければならないことが判ります。

② Q1:2SC1815、Q2:2SC2499



③ Q1:2SC2499、Q2:2SC1815

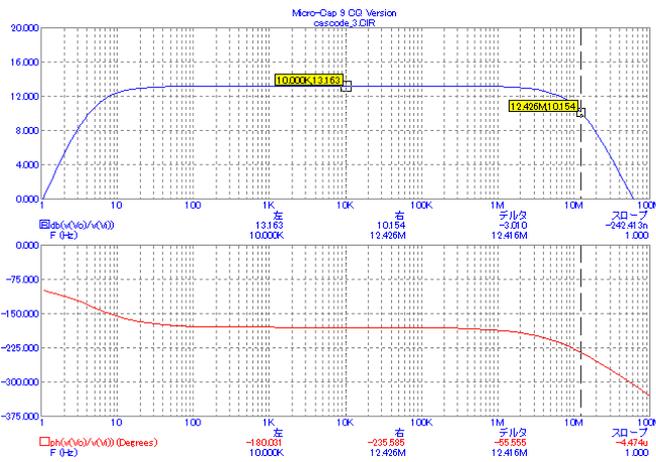
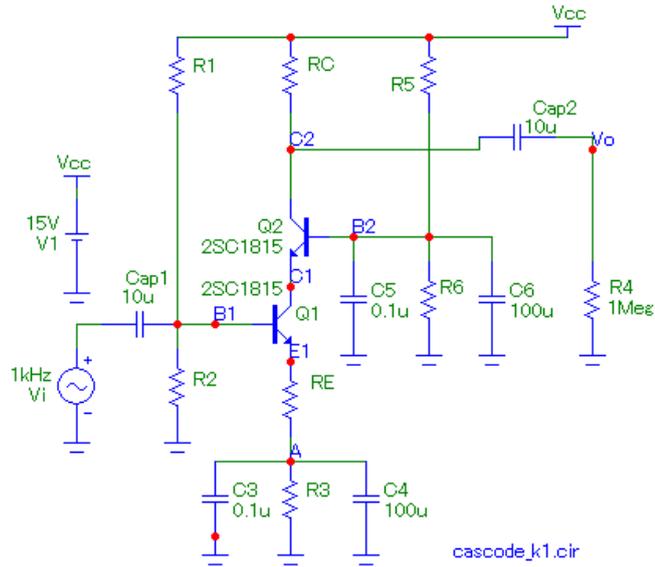


図8-7

< Skill >

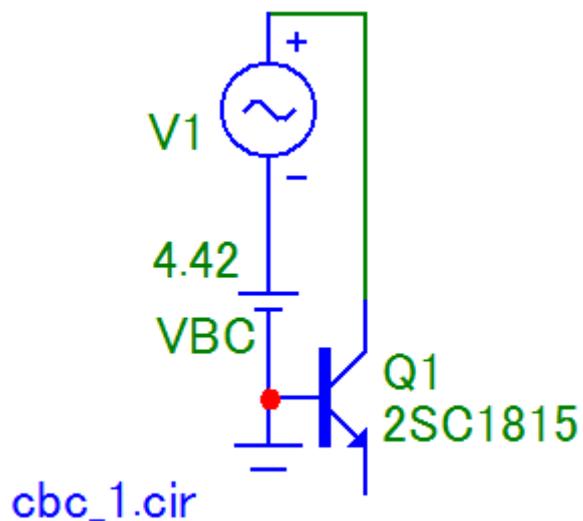
- (1) 図8-1において、コレクタのバイアス電流 I_c を 5mA として各回路定数を再計算せよ。(cascode_k1.cir)



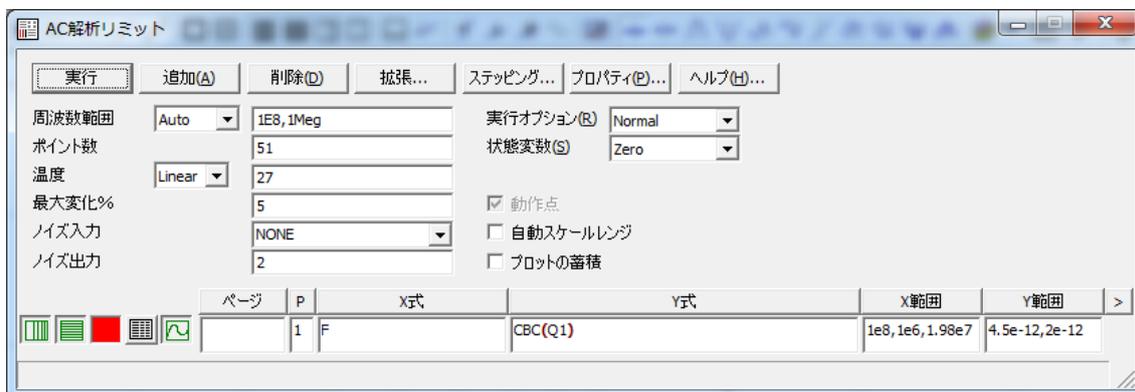
- (ア) 各バイアスを確認せよ。

- (イ) AC 解析を行い、周波数特性の変化を確認せよ。また、変化した要因について検討せよ。

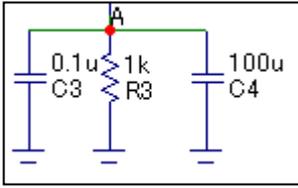
- (2) つぎの回路を利用して、トランジスタ Q1 のベース・コレクタ間容量をシミュレーションせよ。尚、トランジスタのデバイスパラメータでは、BC ゼロバイアス空乏容量 (CJC) として、表現されています。



解析用パラメータの設定例



< 参考 > コンデンサのV (U) 字特性



理想的なコンデンサは周波数が高くなればなるほどインピーダンスは無限に小さくなって行きますが、実際のコンデンサは抵抗性分やインダクタンス成分を持っているためある周波数からはインピーダンスが下がらなくなり逆に大きくなってしまいます。この特性をコンデンサのV字あるいはU字特性と呼びます。一般的に容量の大きなコンデンサは低い周波数で最小となり、

容量の小さなコンデンサは高い周波数で最小となります。

このため周波数の広い範囲においてインピーダンスを下げるためには、図のように容量の大きなコンデンサと容量の小さなコンデンサを並列に接続します。

実装にあたっては、容量の大きなコンデンサには電解コンデンサ、容量の小さなコンデンサにはセラミックコンデンサを用います。

また、容量の小さなコンデンサは実装位置がポイントとなります。リード線を短くしインピーダンスを下げたい部分に最短で挿入します。

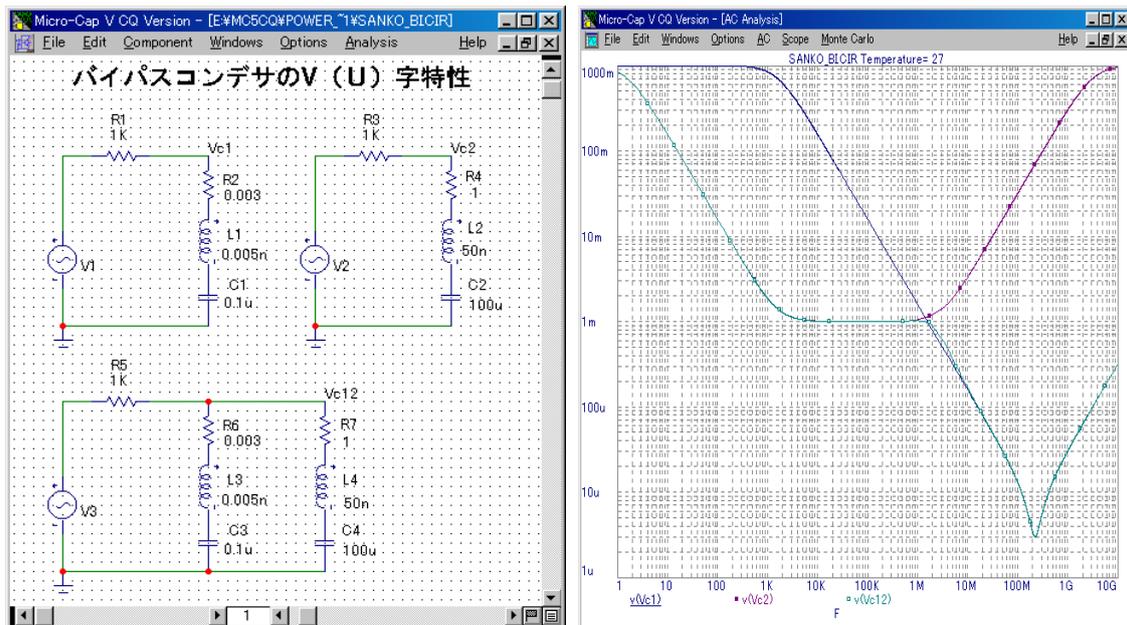
このようにしないと、リード線や配線がコンデンサのもつ抵抗やインダクタンスを大きくしたのと同じ結果をもたらし高い周波数でインピーダンスが下がらなくなります。

電源のデカップリングコンデンサも同じように2つのコンデンサを組み入れてやりませう。

この場合、容量の大きなコンデンサは回路を全体の電源の入り口付近に、容量の小さなコンデンサは、トランジスタであればコレクタ抵抗 R_c の電源側の、OP アンプであれば±の電源端子のすぐそばに GND とのループが小さくなるように挿入します。

下の図は2つのコンデンサに抵抗 $1k\Omega$ を直列に接続し $1V$ ($1000mV$) の正弦波を加えた場合コンデンサの両端に発生する電圧の周波数特性です。

この解析から容量の大きなコンデンサと小さなコンデンサを組にして用いると広い範囲でインピーダンスを下げるすることができます。



9. 電力増幅回路

9-1 トランジスタの定格

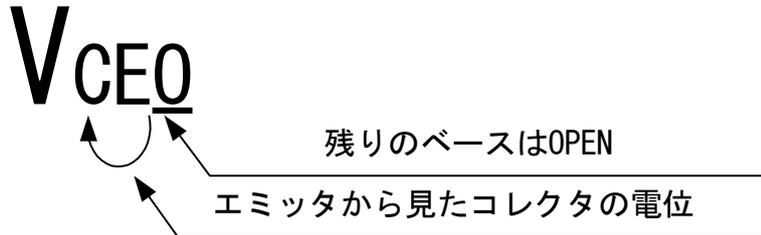
最大定格（単に定格という場合もある。）は何れの項目においてもその値を超えてトランジスタを使用すると、トランジスタの電気的特性が変化したり、最悪の場合は破損してしまいます。

また、この値ぎりぎりに長い時間使用するとトランジスタの経年劣化を早めることになります。

表9-1、表9-2に2つのトランジスタの最大定格を示します。

いろいろ項目がありますが、特に、次で取り上げる項目、コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE0} 、コレクタ電流 I_C 、コレクタ損失 P_C はトランジスタを使用する上で必ず確認しておく必要のある項目です。

また、選定にあたっては、理想的には回路における最大値の 2 から 3 倍の定格値を持つトランジスタを選びます。



(1) コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE0}

2SA940A の V_{CE0} は $-150V$ です。ここで ‘- (マイナス)’ はエミッタに対してコレクタの電位が低いことを表しています。コイルを部品として含まない回路においてはトランジスタのコレクタ・エミッタ間にかかる最大電圧は電源電圧 V_{CC} (対称二電源の場合は2倍の V_{CC}) に等しくなります。回路にコイル (トランス、モータ、ソレノイド等) を用いる場合は電源電圧の 2 倍以上の電圧がかかる恐れがありますので注意が必要です。特に瞬時にトランジスタを ON から OFF に切り換える際コイルに高い逆起電力が発生しますので、ダイオード等で逃がしてトランジスタを保護してやる必要があります。

(2) コレクタ電流 I_C

2SA940A の I_C は $-1.5A$ です。ここで ‘- (マイナス)’ はコレクタ端子から電流が流れ出ることを意味しています。コレクタ電流は周囲温度やコレクタ損失によって影響を受けやすく最悪の場合は熱暴走 (サーマル・ランナウェイ) を引き起こします。このような状態を起こさないために回路的な工夫や製作上の工夫を施してやる必要があります。

(3) コレクタ損失 P_C

トランジスタにおける損失はベース・エミッタ間とコレクタ・エミッタ間で考えられますが、コレクタ電流に比べてベース電流は非常に小さいので、コレクタ・エミッタ間での損失すなわち、コレクタ損失 P_C をトランジスタ全体の損失として取り扱います。

損失を計算にて求めるには、直流の場合、電圧と電流の積で容易に求められますが、信号成分に対する場合、電圧、電流の瞬時値の積の平均値として定義されており、複雑な数式を解かなければならないケースもあります。

$$\text{電力} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot v(t) dt \quad [W] \quad \text{ただし、} T : \text{周期 (秒)}$$

小信号用 NPN 形トランジスタ 2SC1815 の最大コレクタ損失はデータシートより周囲温度 $T_a=25^\circ\text{C}$ のとき $P_c=400\text{mW}$ です。

これは周囲温度 T_a が 25°C 、 P_c が 400mW のときトランジスタの接合温度 T_j が定格値の 125°C になることを表しています。

電力増幅用 PNP 形トランジスタ 2SA940A のコレクタ損失は周囲温度 T_a を 25°C とした場合 $P_c=2.0\text{W}$ 、トランジスタ自体のケースの温度 T_c を 25°C とした場合 $P_c=25\text{W}$ と 2 つの値が記載されています。

このケースの温度 T_c を 25°C とした場合のコレクタ損失 P_c は周囲温度 T_a を 25°C とし、無限に大きな放熱板（ヒートシンク）を付けた場合の値です。

よって、放熱板を付けない場合は T_a を 25°C とした場合のコレクタ損失 $P_c=2.0\text{W}$ となります。

これらの定格は周囲温度 T_a を 25°C とした場合なので、この温度が高い場合は定格を小さく見積もる（デイレージング）必要があります。

2SC1815 の最大定格 ($T_a=25^\circ\text{C}$: Ambient Temperature)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CB0}	60	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	50	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	5	V
コレクタ電流	I_C	150	mA
ベース電流	I_B	50	mA
コレクタ損失	P_C	400	mW
接合温度	T_j	125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	$-55 \sim 125$	$^\circ\text{C}$

表 9-1

2SA940A の最大定格 ($T_a=25^\circ\text{C}$)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CB0}	-150	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	-150	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	-5	V
コレクタ電流	I_C	-1.5	A
ベース電流	I_B	-0.5	A
コレクタ損失	P_C	$T_a=25^\circ\text{C}$	2.0
		$T_c=25^\circ\text{C}$	25
接合温度	T_j	150	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	$-55 \sim 150$	$^\circ\text{C}$

表 9-2

※ 表 9-1、表 9-2 は東芝データブック高周波小信号トランジスタ・ダイオードより抜粋したものであり、あくまでも参考値です。

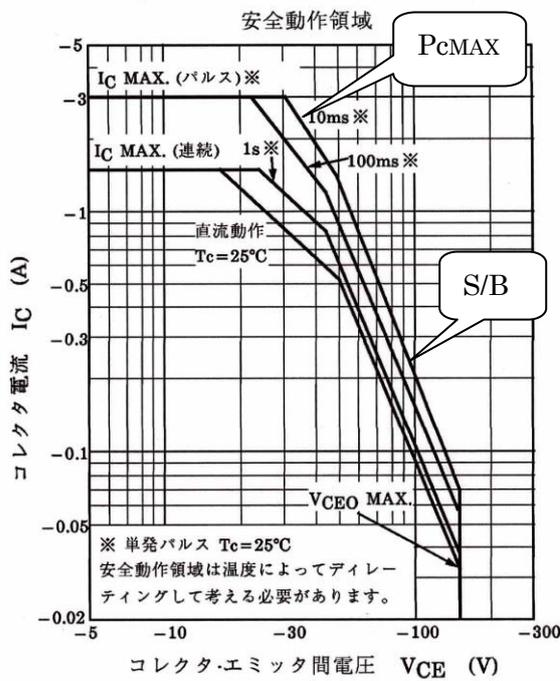
< メモ >

9-2 安全動作領域 (SOA : Safe Operating Area) とディレーティング

トランジスタを高い信頼度で使用するためには単に定格を満足するだけでは不十分で、安全動作領域 (SOA) と周囲温度によるコレクタ損失 P_C のディレーティングを考慮する必要があります。

(1) 安全動作領域 (SOA)

図9-1は2SA940Aの安全動作領域を示します。このグラフからパルス幅100mS程度の単発パルスであれば、定格電流 $I_C : 1.5A$ の2倍の3Aまで流せることが分ります。ここで一番注目するのはコレクタ電流 I_C 、コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} 、コレクタ損失 P_C に加えて2次降伏現象 (S/B : Secondary Breakdown) による制限が加わることです。これはコレクタ電流またはコレクタ・エミッタ間電圧を増加させて行くと何らかの原因で電流の局部集中による高温領域 (Hot Spot) が発生します。さらにこれが局部的な熱暴走へと発展しトランジスタを破損に至る現象です。



< メモ >

図9-1 2SA940Aの安全動作領域

(2) ディレーティング (Derating : 逓減)

実際の回路設計においては周囲温度と劣化と寿命などの信頼性を考えて定格値をディレーティングして用います。

図9-2、図9-3に2SC1815、2SA940Aの P_c-T_a 特性を示します。これは周囲温度 T_a により許容コレクタ損失が減っていく様子を表しています。

たとえば、図9-2において周囲温度 $T_a:75^\circ\text{C}$ では許容コレクタ損失 P_c は200mWと周囲温度 $T_a:25^\circ\text{C}$ の半分になってしまいます。

見方を変えると回路の中で200mWのコレクタ損失を生ずるトランジスタは周囲温度 $T_a:75^\circ\text{C}$ までの環境下で使用できることを表しています。

一般的に推奨されているディレーティングを以下に示します。

- ①電圧 (特に V_{CE0}) : 最大定格電圧の80%以下
- ②電流 (特に I_c) : 最大定格電流の80%以下
- ③コレクタ損失 P_c : 最大周囲温度におけるディレーティングされた許容コレクタ損失の50%以下
- ④接合部温度 T_j : 最大定格 T_j の70から80%以下

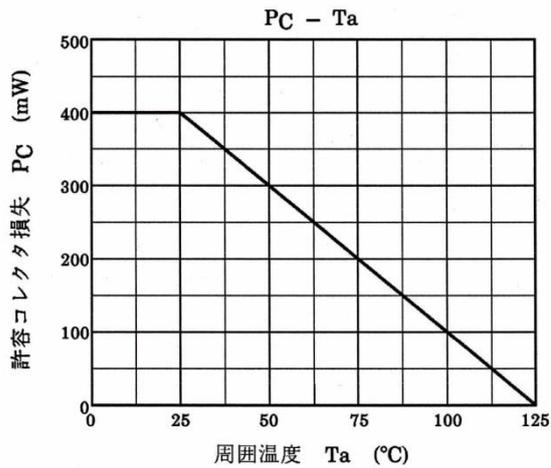


図9-2

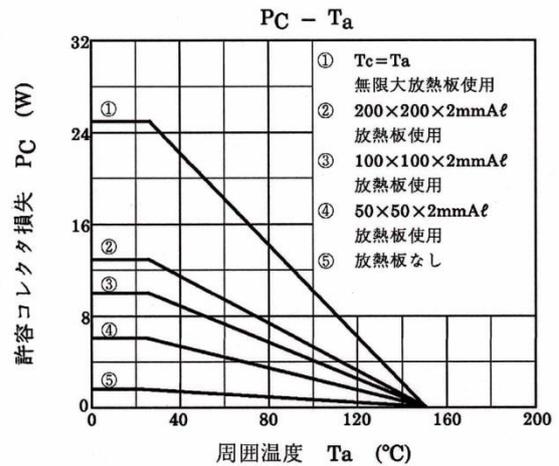


図9-3

※ 図9-1、図9-2、図9-3は東芝データブック高周波小信号トランジスタ・ダイオードより抜粋したものであり、あくまでも参考値です。

9-3 基本電力増幅回路

電力増幅回路を区分すると、トランジスタの入力特性における動作点がカットオフを基準にどの位置にあるかによって、A級、AB級、B級、C級と分けることができます。この章ではA級、B（AB）級の電力増幅回路について取り扱います。

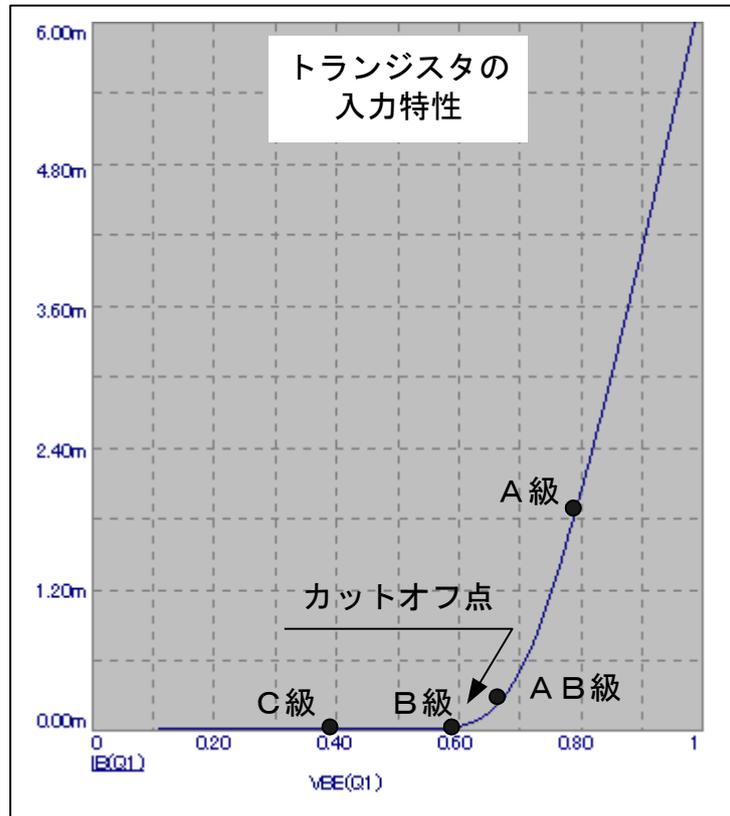


図9-4

電力増幅回路では電源から供給された電力がどの程度負荷で有効に利用されたかを表す電源効率 η とトランジスタでの損失の最大値 P_{CM} がどのくらいになるかを把握して回路設計する必要があります。電源から供給される電力を P_{DC} 、負荷に供給する電力を P_o とすると、電源効率 η は、

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} \times 100 \quad [\%]$$

と定義され、また、増幅回路で消費される電力を P_A とするとこの3つの電力には、

$$P_{DC} = P_A + P_o \quad [W]$$

の関係があります。

増幅回路での損失 P_A はほとんどがコレクタ電流によるもので、この電流が流れる抵抗、トランジスタにて消費され、熱となり周辺に放出されます。トランジスタでの損失はベース電流（ベース・エミッタ間）によるものとコレクタ電流（コレクタ・エミッタ間）の二つが考えられますが、コレクタ電流に対してベース電流は非常に小さいのでコレクタ電流によるコレクタ・エミッタ間の損失、コレクタ損失 P_C をトランジスタの損失としてとらえます。

(1) A級電力増幅回路（直接負荷駆動形）

図9-5、図9-6は固定バイアス回路、電流帰還バイアス回路においてコレクタ抵抗を負荷に置き換え直接トランジスタで負荷を駆動する回路です。

これらの回路はA級電力増幅回路なので無信号時でも常に一定のコレクタ電流が流れます。

ここでは、まず理想的な動作点設定、すなわちコレクタ・エミッタ間電圧 $V_{CE} = 1/2 \cdot V_{CC}$ とし、負荷 R_L にかかる電圧は無歪、図9-6においては負荷 R_L に対してエミッタ抵抗 R_3 が非常に小さいとした場合の各電力について検討します。

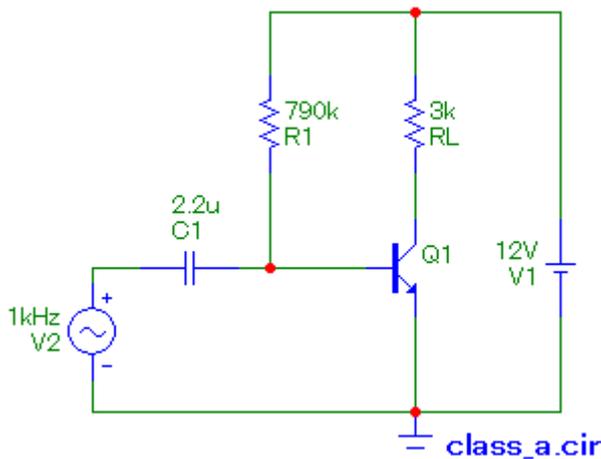


図9-5

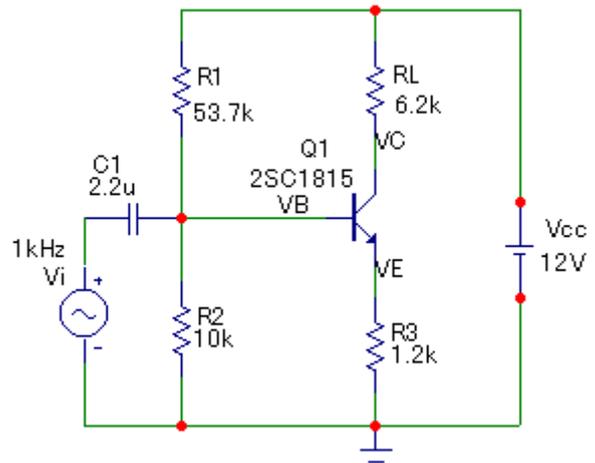


図9-6

まず無信号時には、電源から供給された電力 P_{DC} がすべて増幅回路での損失 P_A になります。コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} と負荷 R_L にかかる電圧 V_{RL} は $1/2 \cdot V_{CC}$ と等しくなり、コレクタ電流 I_C が共通に流れますので、増幅回路での損失 P_A はトランジスタでの損失 P_C と負荷での損失 P_{RL} の半々になります。

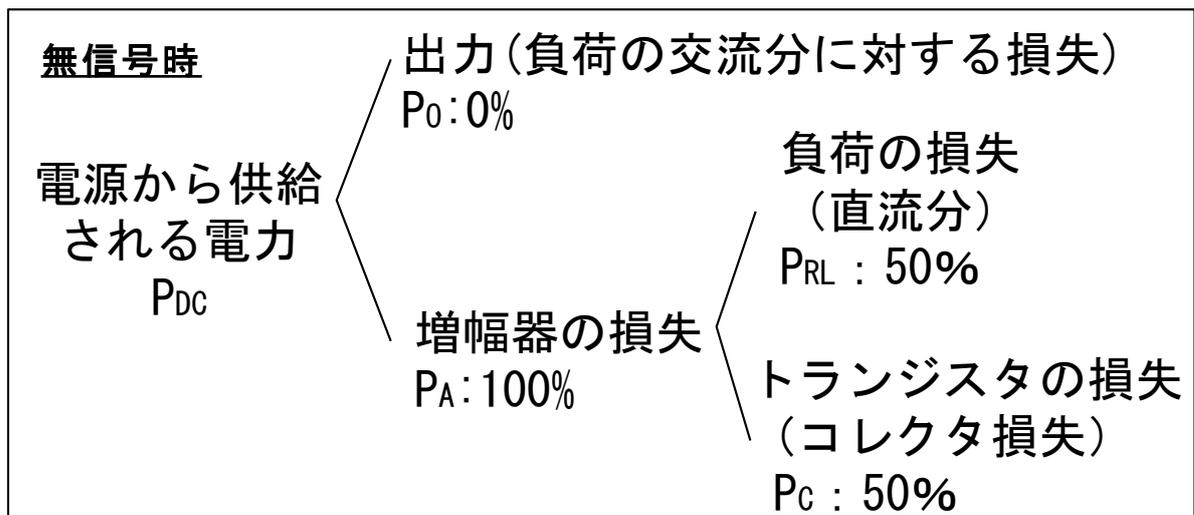


図9-7

$$P_{DC} = P_A = V_{CC} \cdot I_C = V_{CC} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot V_{CC}}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad [\text{W}]$$

$$P_C = P_{RL} = \frac{1}{2} \cdot P_A = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} \quad [\text{W}]$$

次に、図9-8に最大出力時の出力特性を示します。

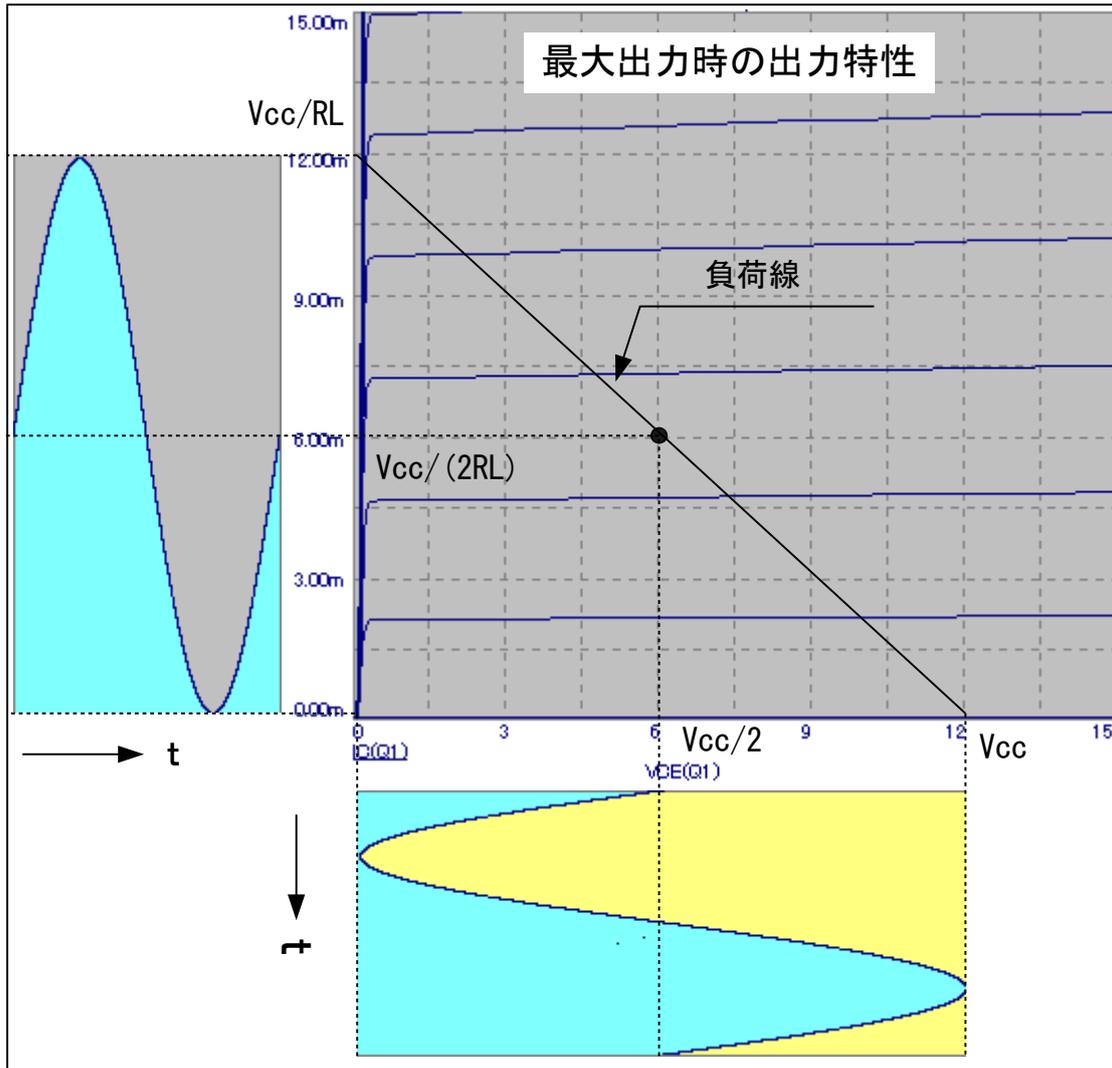


図9-8

これから、電源から供給される電力 P_{DC} 、最大出力 P_{OM} 、最大電源効率 η_M は、

$$P_{DC} = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}, \quad P_{OM} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2} \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} \quad [\text{W}]$$

$$\eta_M = \frac{P_{OM}}{P_{DC}} \times 100 = \frac{1}{4} \times 100 = 25 \quad [\%]$$

となります。

このときのコレクタ損失 P_C は、

$$\begin{aligned}
 P_C &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_c \cdot v_{ce} dt \\
 &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} + \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} t\right) \right) \cdot \left(\frac{V_{CC}}{2} - \frac{V_{CC}}{2} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} t\right) \right) dt \\
 &= \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} \quad [W] \quad (P_{DC} \text{の} 25\%)
 \end{aligned}$$

となります。

また、負荷 R_L での損失 P_{RL} は、

$$P_{RL} = P_{DC} - P_{OM} - P_C = \frac{1}{2} \cdot P_{DC} \quad [W]$$

となり、 P_{DC} の 50% になります。

これらをまとめたものを図 9-9 に示します。

無信号時と最大出力時では電源から供給される電力 P_{DC} は等しくなります。

式からも分るように出力電圧に関係なく一定の電力が電源から供給されます。また、負荷の損失 P_{RL} も出力に関係なく一定になります。コレクタ損失 P_C と出力 P_O の和は P_{DC} の 50% となり、出力 P_O を取り出した分コレクタ損失 P_C は減ります。よって、コレクタ損失 P_C は無信号時に最大となります。

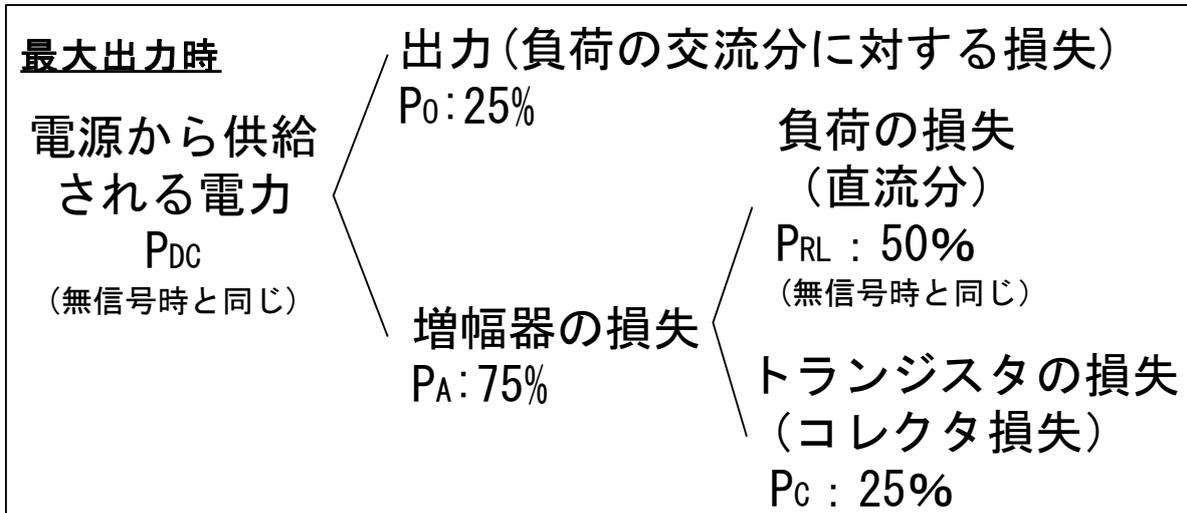


図 9-9

図9-10に図9-5の回路についてトランジェント解析した4つのグラフを示します。上から、

PD(Q1) : トランジスタ Q1 の瞬時電力 (瞬時コレクタ損失)

AVG(PD(Q1)) : トランジスタ Q1 の瞬時電力の平均、すなわち、コレクタ損失

AVG(PD(RL)) : 抵抗 RL の消費電力 (出力+損失)

AVG(PG(V1)) : 直流電源 V1 から供給される電力

を表しています。平均値をとった電力は、グラフ上の右端の値を読み取ります。

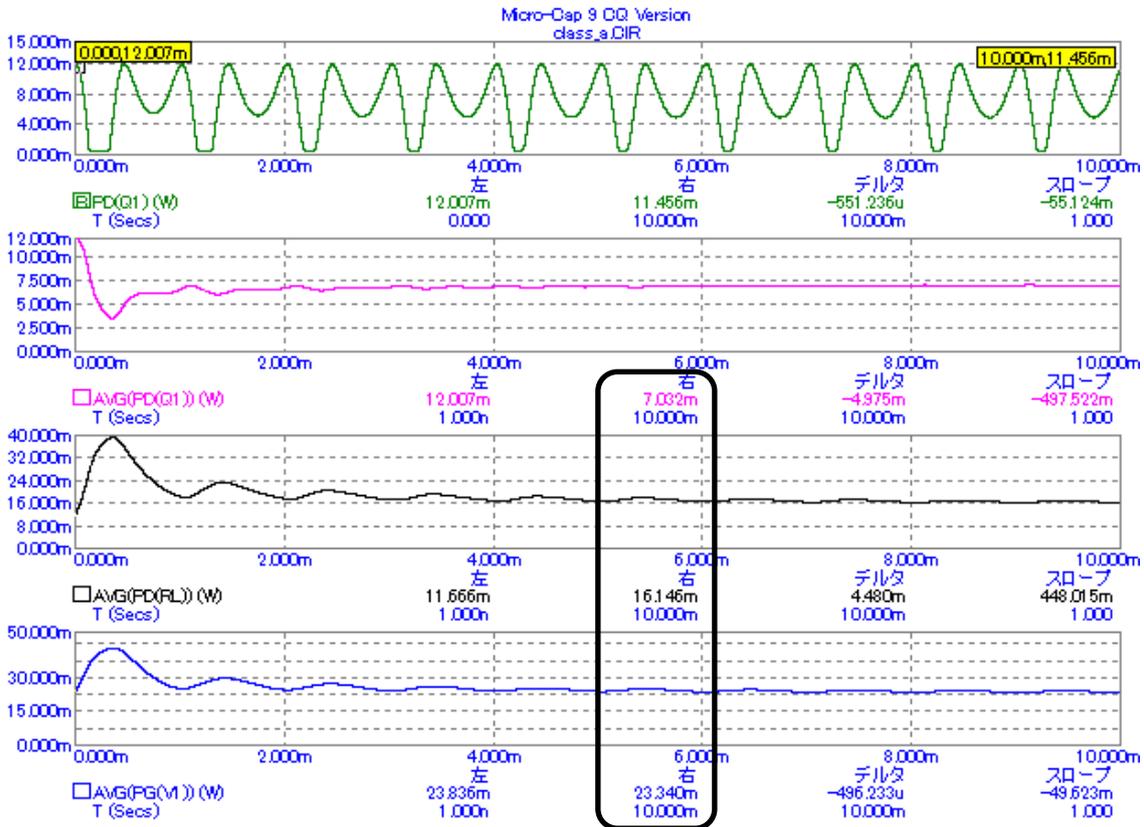


図9-10

< Skill >

① 図9-10の解析結果について検討してみましょう。

(2) B級電力増幅回路 (コンプリメンタリ SEPP回路)

図9-11は Q1、Q2 に互いにコンプリメンタリなトランジスタのエミッタを共通にして縦に積み上げ、2つのエミッタ端子の中間点 (Vp) からコンデンサ C2 を通して出力を取り出し、負荷 RL に供給する B 級電力増幅回路です。

完全な B 級電力増幅回路であれば無信号時にはトランジスタ Q1,Q2 にはコレクタ電流は流れませんので、トランジスタ Q1、Q2 でのコレクタ損失 P_c は発生しません。

この状態で入力信号を入れてやると入力特性のカットオフ点付近での非直線性のために出力 V_o は 0V 付近で歪みが生じます。

この歪みはクロスオーバー歪みと呼ばれるものです。

一般的にこの歪みを取り除くために予め数十 mA のアイドリング電流を流しておきます。これにより入力特性上の動作点がカットオフ点から右側にずれてしまいますので、実際は B 級というよりも AB 級として動作します。

また、無信号時にはコンデンサ C2 が直流分をカットしますので、負荷 RL での電力損失 P_o も生じません。

これらのことから無信号時にはアイドリング電流の数十 mA しか流れませんので、コレクタ損失は数十 mW から多くても 200mW 程度の大きさにしかなりません。よって、トランジスタ Q1、Q2 にパワートランジスタを用いるとすると、ここでの損失が問題に成ることはありません。しかし、トランジスタ自体のコレクタ損失がトランジスタの入力特性に影響を与え、ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} が約 $-2mV/^\circ C$ の割合で変化します。これによりコレクタ電流が徐々に増え最悪の場合は熱暴走に至ります。

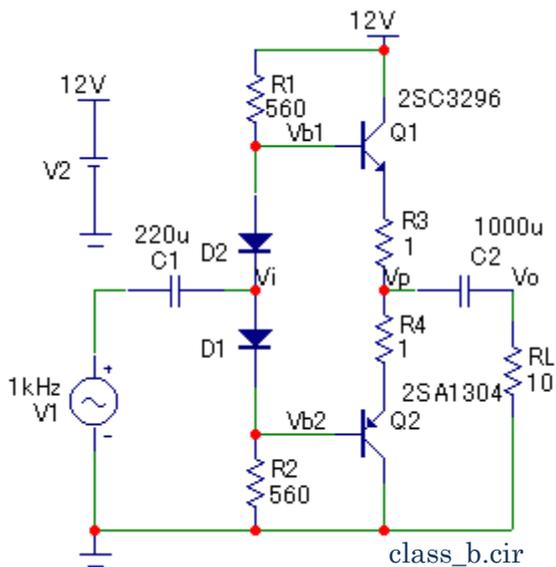


図9-11

これを防ぐためにダイオード D1、D2 とトランジスタ Q1、Q2 を熱的に結合してやります。具体的には接着剤などを用いてダイオードをトランジスタの表面に密着させトランジスタの熱がダイオードに伝わりなるべく同じ温度になるようにします。これにより温度によるトランジスタのベース・エミッタ間 V_{BE} の変化がダイオードの順方向電圧 V_F の変化により打消されコレクタ電流の増加は抑えられ熱暴走は免れます。

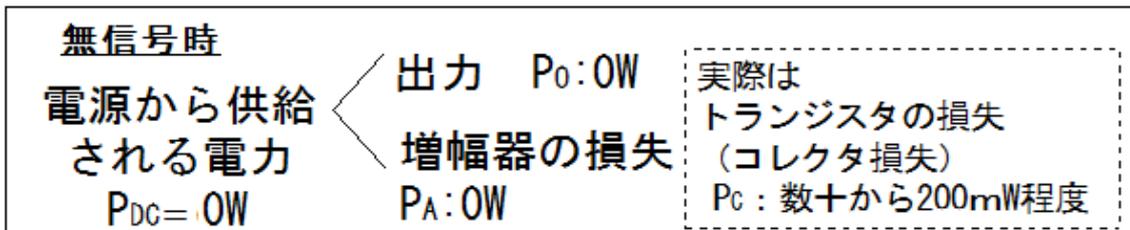


図9-12

次に、図9-13に最大出力時の出力特性を示します。

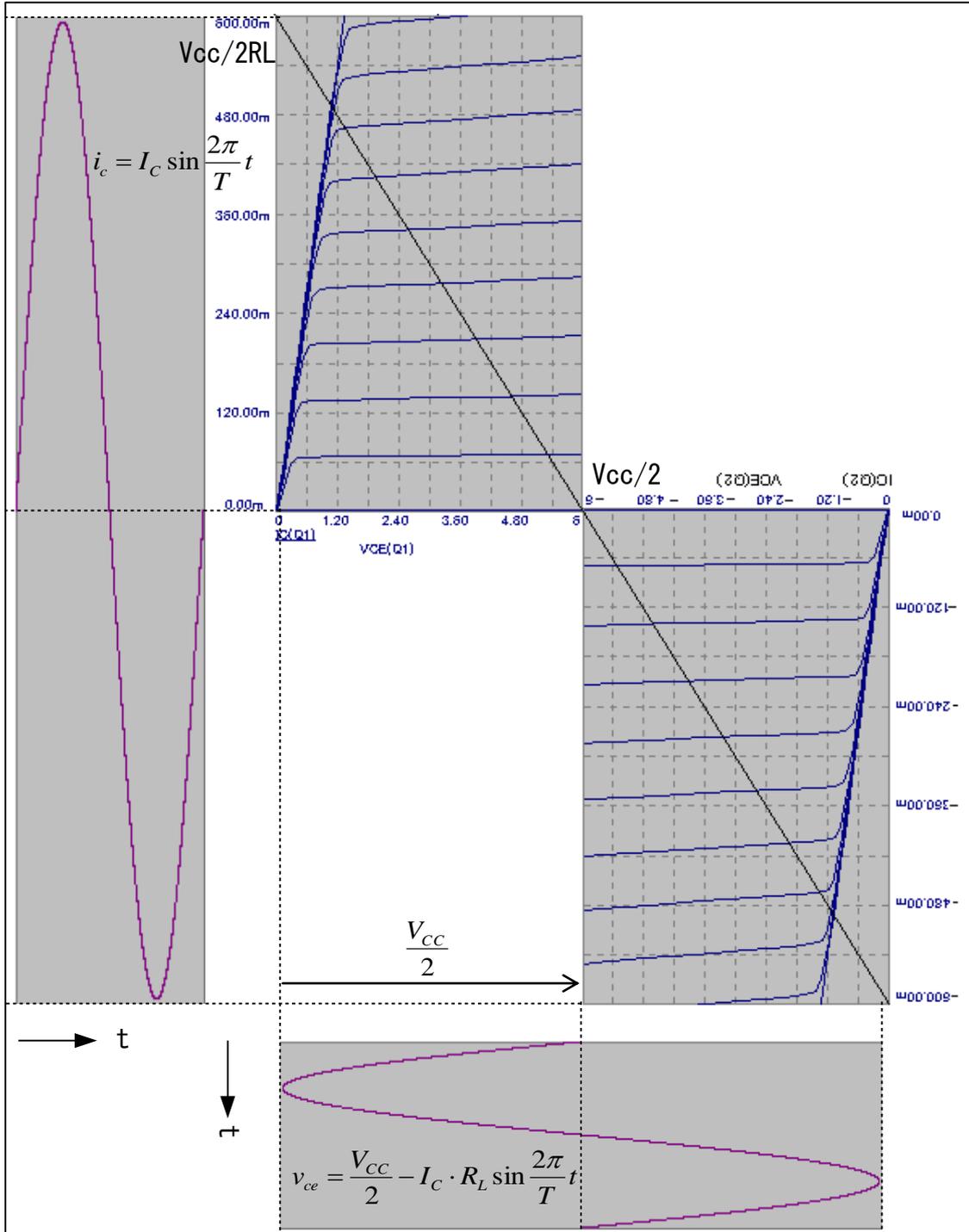


図9-13

これから、電源から供給される最大電力 P_{DCM} は、電源電圧が V_{CC} 一定、供給する電流は、トランジスタ Q_1 が動作している半周期($T/2$)となります。電力は、一周期(T)の平均で表しますので、半周期分を一周期に均(なら)す必要があります。

$$P_{DCM} = V_{CC} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \sin \frac{2\pi}{T} t dt = V_{CC} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot \pi \cdot R_L} \quad \dots\dots ①$$

負荷 R_L に発生する電圧、流れる電流は、同相なので、それぞれの実効値の積を取ることにより、最大出力 P_{OM} を求めることができます。

$$P_{OM} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2} \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} \quad [W] \quad \dots\dots ②$$

また、 I_C を任意出力時のコレクタ電流の振幅とし、電源 V_2 から供給される電力を P_{DC} 、負荷 R_L で消費される電力を P_o とすると、電源効率 η は、

$$P_{DC} = V_{CC} \cdot \frac{1}{\pi} I_C = \frac{V_{CC} \cdot I_C}{\pi} \quad [W] \quad , \quad P_o = \frac{I_C}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_C}{\sqrt{2}} R_L = \frac{I_C^2 \cdot R_L}{2} \quad [W]$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} \times 100 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{R_L}{V_{CC}} \cdot I_C \times 100 \quad [\%] \quad \dots\dots ③$$

最大電源効率 η_M は、式③よりコレクタ電流 I_C が大きければ大きいほど良くなります。よって、最大出力時に電源効率も最大となります。

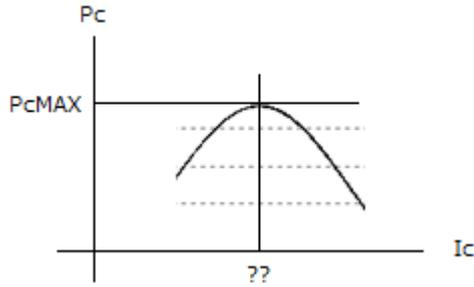
$$I_C = I_{cMAX} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \text{ とすると、}$$

$$\eta_M = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{R_L}{V_{CC}} \cdot \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \times 100 = \frac{\pi}{4} \times 100 \approx 78 \quad [\%] \quad \dots\dots ④$$

となります。また、トランジスタ 1 個当りのコレクタ損失 P_C は、図 9-13 より、

$$\begin{aligned} P_C &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_C \cdot v_{CE} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_C \sin \frac{2\pi}{T} t \cdot \left(\frac{V_{CC}}{2} - I_C \cdot R_L \sin \frac{2\pi}{T} t \right) dt \\ &= -\frac{R_L \cdot I_C^2}{4} + \frac{I_C \cdot V_{CC}}{2\pi} \quad \dots\dots ⑤ \end{aligned}$$

P_c の特性は、上に凸の I_c の二次関数になりますので、傾きがゼロとなったとき、 P_c は最大となります。



したがって、⑤式を I_c について微分します。

$$\begin{aligned} P_c' &= -2 \cdot \frac{R_L \cdot I_c}{4} + \frac{V_{CC}}{2\pi} \\ &= -\frac{R_L \cdot I_c}{2} + \frac{V_{CC}}{2\pi} \dots\dots ⑥ \end{aligned}$$

P_c' が P_c の傾きを表しますので、この値がゼロとなる I_c を求めます。

$$\begin{aligned} 0 &= -\frac{R_L \cdot I_c}{2} + \frac{V_{CC}}{2\pi} \\ \frac{R_L \cdot I_c}{2} &= \frac{V_{CC}}{2\pi} \\ I_c &= \frac{V_{CC}}{2\pi} \cdot \frac{2}{R_L} = \frac{V_{CC}}{\pi \cdot R_L} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}}{2R_L} \approx 0.64 * I_{cMAX} \dots\dots ⑦ \end{aligned}$$

この式から理想的な最大出力時の 64% のコレクタ電流が流れるとき、コレクタ損失 P_c が最大となります。よって、トランジスタ 1 個当りの最大コレクタ損失 P_{CM} は、

$$\begin{aligned} P_{CM} &= -\frac{R_L}{4} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{\pi \cdot R_L} \right)^2 + \frac{V_{CC}}{2\pi} \cdot \frac{V_{CC}}{\pi \cdot R_L} \\ &= -\frac{R_L \cdot V_{CC}^2}{4\pi^2 \cdot R_L^2} + \frac{V_{CC}^2}{2\pi^2 \cdot R_L} = -\frac{V_{CC}^2}{4\pi^2 \cdot R_L} + \frac{2V_{CC}^2}{4\pi^2 \cdot R_L} \\ &= \frac{V_{CC}^2}{4\pi^2 \cdot R_L} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} \approx 0.2 \cdot P_{OM} \dots\dots ⑧ \end{aligned}$$

で表せ、理想的な最大出力の約 2 割となります。

実際は、抵抗 R_3 、 R_4 での電圧降下、抵抗 R_1 、 R_2 での電圧降下、トランジスタ Q_1 、 Q_2 のベース・エミッタ間電圧 V_{BE} が存在しますので、出力 V_o の振幅は $V_{CC}/2$ まで得られませんが、最大コレクタ損失は、実際の最大出力の 2 割ではなく、理想的な最大出力の約 2 割となりますので、注意してください。

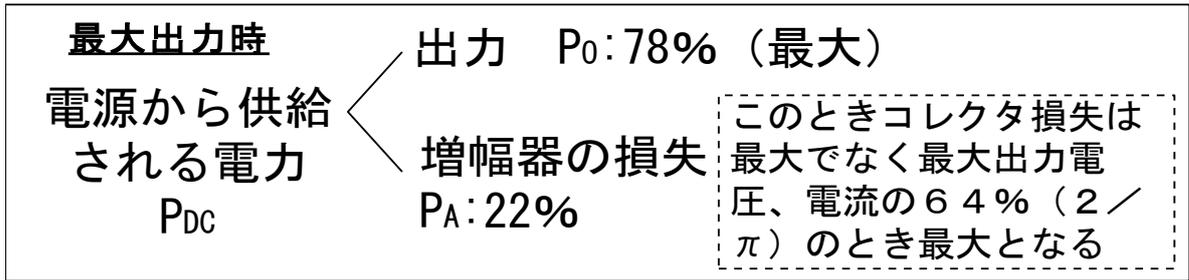


図 9 - 1 4

図 9 - 1 5 に図 9 - 1 1 の回路における無歪最大出力時のトランジェント解析結果を示します。

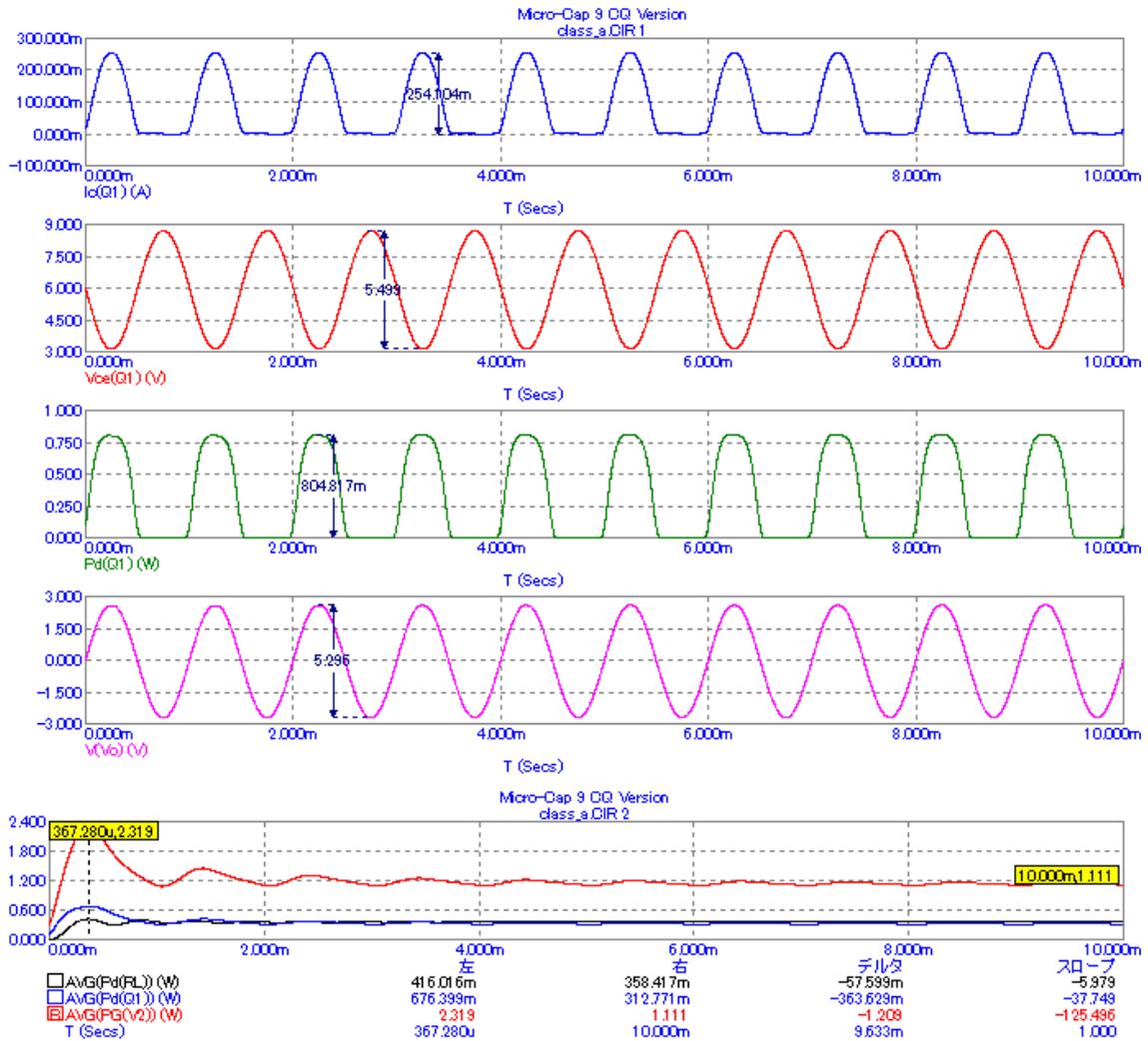
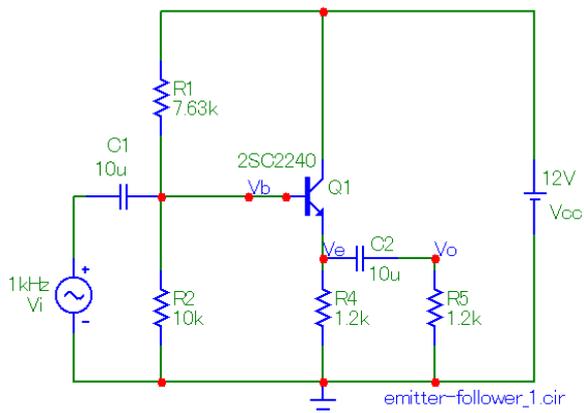


図 9 - 1 5

< Skill >

① 図9-15の解析結果について検討してみましょう。

② 図6-1のエミッタ・フォロワ回路について、最大出力時の P_{DC} 、 P_O 、 P_C 、 P_{R4} をトランジェント解析してみましょう。
(class_e.cir)



(2) 初段 (エミッタ接地増幅回路)

最大出力時の出力ピーク電流 I_{opeak} は、

$$I_{opeak} = \frac{V_{OMP-p}}{Z_{SP}} \approx \frac{3}{8} \approx 375 \text{ mA}$$

となります。

ここでトランジスタ Q3 の h_{FE} を 50 (一般的にパワートランジスタの h_{FE} は小信号用よりも小さい) とするとすると、ベース電流には 7.5mA 必要です。

また、この電流を前段のエミッタ接地増幅回路が供給するためには、コレクタ電流 I_{c1} を 100mA 程度流さなくてはならなくなり、電力消費が大きくなったり、部品代も高くつくこと

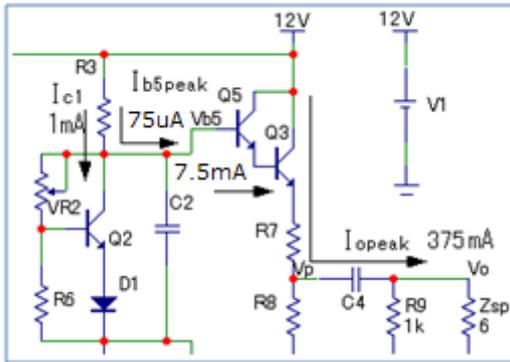


図 9-17

となります。そこで、図 7-2 のようにトランジスタ Q3、Q5 をダーリントン接続しベース電流を小さくしてやります。Q5 の h_{FE} を 100 とすると、ベース電流のピーク I_{b5peak} は $75 \mu A$ となります。よって、 I_{c1} は 1mA 流すことにします。

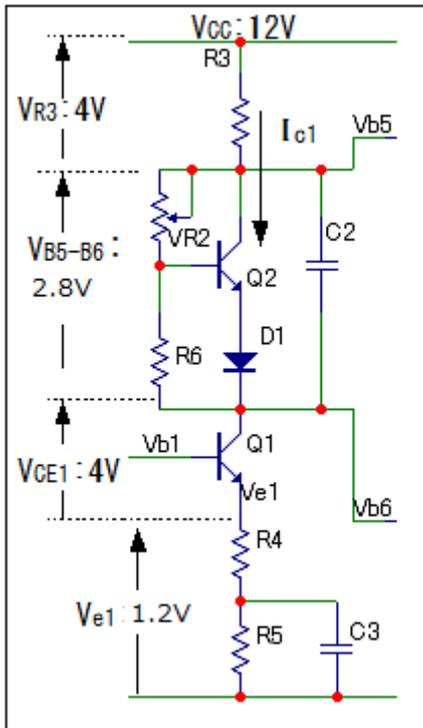


図 9-18

図 9-18 にエミッタ接地増幅回路のバイアス電圧を示す。トランジスタ Q2 はトランジスタ Q3~Q6 のベース・エミッタ間電圧 V_{BE} の 4 つ分 (0.7×4) に相当します。

エミッタ電位の V_{e1} は電源電圧の 10% ~ 20% を設定します。ここでは、2.8V と見比べて区切りの良い、1.2V とします。これより、

$$R4 + R5 = \frac{V_{e1}}{I_{e1}} \approx \frac{V_{e1}}{I_{c1}} = \frac{1.2}{1 \times 10^{-3}} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

となります。

すると、残りは 8V となります。この電圧が V_{OMP-P} 以上なければなりません。また、出力 V_o の振幅の上限に偏りがないように V_{R3} と V_{ce1} に 2 分の 1 ずつに分け 4V とします。

よって、R3 は、

$$R3 = \frac{V_{R3}}{I_{C1}} = \frac{4}{1 \times 10^{-3}} = 4 \text{ k}\Omega \approx 3.9 \text{ k}\Omega$$

となります。

電圧増幅度 $A_v = 10$ 倍より、 $R3/R4$ が 10 倍より大きめになるように R4 を選びます。ここで R4 を 300Ω とします。また、R5 は 910Ω となります。

ここで、Q1 の h_{FE} を 100 とすると、 I_{b1} は $10 \mu A$ が流れます。よって、R2 は I_{A1} を $190 \mu A$ とすると、 V_{b1} が $1.9V$ ($1.2+0.7$) なので $10k\Omega$ となります。

R1 は、

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_{b1}}{I_{A1} + I_{b1}} = \frac{12 - 1.9}{(190 + 10) \times 10^{-6}} \approx 50.5 \text{ k}\Omega \approx 51 \text{ k}\Omega$$

とします。

ここで用いるトランジスタ Q1 はコレクタ電流も小さく、コレクタ・エミッタ間電圧も電源電圧の 12V 以上はかかりませんので、これまでと同じ 2SC1815 とします。

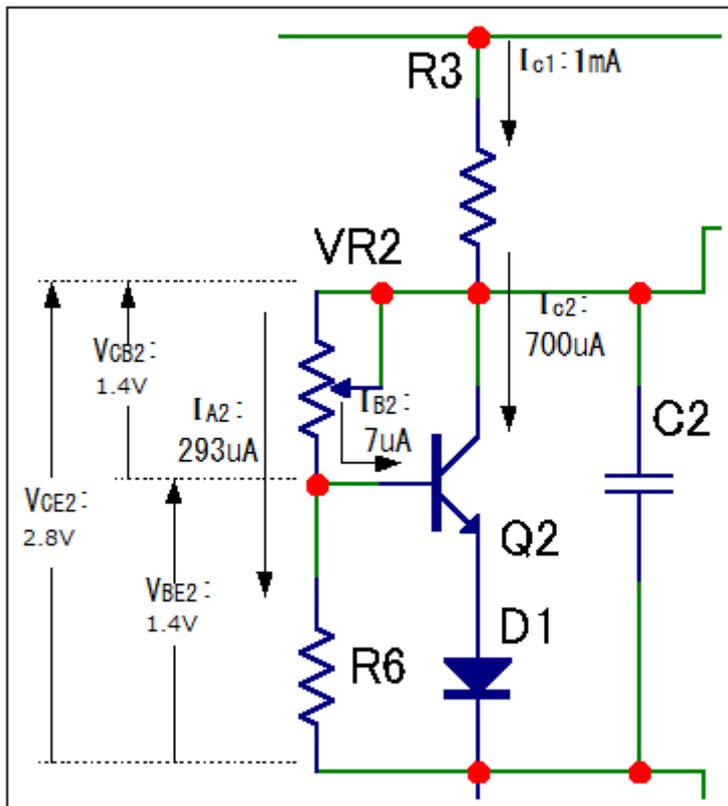


図 9 - 1 9

トランジスタ Q2 のコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE2} を $2.8V$ 一定にするには、コレクタ電流 I_{C2} の変動でベース電流 I_{B2} が変化しても V_{CE2} に影響を受けないように、 I_{A2} に対して十分に I_{B2} が小さくなるようにします。ここでは、図 9 - 1 9 に示すバイアス電圧、電流になるように半固定抵抗器 VR2、抵抗 R6 を定めます。

$$R6 = \frac{V_{BE2} + V_{D1}}{I_{A2}} = \frac{1.4}{293 \times 10^{-3}} = 4.78 \text{ k}\Omega$$

$$VR2 = \frac{V_{CB2}}{I_{A2} + I_{B2}} = \frac{1.4}{300 \times 10^{-6}} = 4.67 \text{ k}\Omega$$

計算では、 $VR2 = 4.67 \text{ k}\Omega$ となりますが、実際に用いる抵抗値に合わせて $5 \text{ k}\Omega$ とします。この VR2 は出力段のアイドリング電流の調整にも用いますので、R6 をある程度小さめなものを選びます。また、 V_{CE2} は R6 と VR2 の比でほとんど定まりますので、概算で選んでも構いません。ここでは、 $3.9 \text{ k}\Omega$ とします。

低域遮断周波数付近では、抵抗 $R5$ とコンデンサ $C3$ の並列回路は、コンデンサ $C3$ が支配的になります。よって、下図のようにみなすことができます。

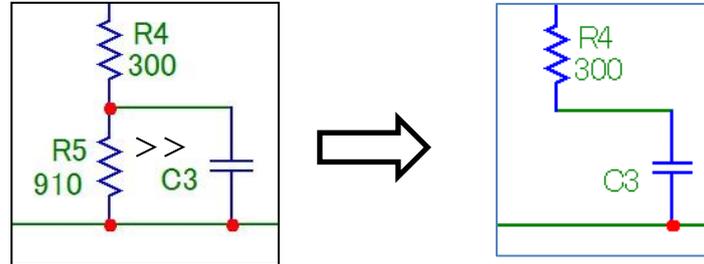


図 9 - 2 0

したがって、 $C3$ の目安の値は、

$$R4 = \frac{1}{j2\pi f_{cl} C3}$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi f_{cl} R4} = \frac{1}{2\pi * 20 * 300} = 26.5 \mu F$$

となります。

ここでは、余裕を見て $100 \mu F$ とします。

コンデンサ $C2$ はトランジスタ $Q2$ のコレクタ・エミッタ間電圧が $2.8V$ を定電圧源として見た場合の内部インピーダンス、特に高域でのインピーダンスを小さくするためのものです。ある程度容量の大きい方がよいのですが、ここでは $3.3 \mu F$ とします。

(3) 出力段

パワートランジスタ $Q3$ 、 $Q4$ の選定は、(どのトランジスタでも言えることですが) 次の3項目の定格値と実際の回路での最大値を比較して行います。

- ①コレクタ損失 P_c
- ②コレクタ電流 I_c
- ③コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE}

B 級電力増幅回路のトランジスタ 1 個当りの最大コレクタ損失 P_{CM} は、電源電圧を基準とした理想的な最大出力の 20% として概算できます。

$$P_{CM} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \left(\frac{V_{CC}/2}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{Z_{SP}} \approx 0.2 \cdot \frac{36/2}{8} = 0.45 W$$

また、この2つのトランジスタに流れるコレクタ電流の最大値 I_{CM} は、最大出力時のピーク電流 I_{Opeak} に相当します。また、コレクタ・エミッタ間にかかる最大の電圧 V_{CEM} は電源電圧 V_{CC} に相当しますので、

$$I_{CM} = 375 mA \quad , \quad V_{CEM} = 12 V$$

となります。

これらの値を基にして選ぶわけですが、実際には2倍から3倍程度の余裕をみます。

よって、

$$P_C \geq 1.8 \text{ W} , I_C \geq 1.2 \text{ A} , V_{CE} \geq 36 \text{ V}$$

の定格を持つトランジスタをえらびます。

ここでは互いにコンプリメンタリな 2SC3296 と 2SA1304 を用います。トランジスタ Q5、Q6 については小信号用で十分なのでそれほど吟味して選ぶ必要はありません。

2SC1815 とこれにコンプリメンタリな 2SA1015 を用います。

エミッタ抵抗 R7、R8 はコレクタ（出力）電流を制限したり、温度変化による V_{BE} の変動を吸収し、コレクタ電流を一定に保とうとする働きがあります。大きいほどそれらの効果も期待できますが、スピーカ内部インピーダンス Z_{sp} が 8Ω なのでこれに対して十分小さいものでなければなりません。一般的に 5% から 10% のものを選びます。ここでは、 $R7=R8=0.3\Omega$ とします。

出力側のカップリングコンデンサ C4 は、スピーカとハイパスフィルタを形成していますので、

$$C4 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot (Z_{sp} + R7 + Z_o)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \times (8 + 0.3 + 1)} = 855.6 \mu\text{F}$$

となります。ここでは、 $1000\mu\text{F}$ とします。尚、 Z_o は電力増幅回路の出力インピーダンスです。

(4) その他の部品選定

半固定抵抗器 VR1 は音量調整用です。信号源がヘッドフォン出力ですので、ある程度小さい値のものでも構いませんが、小さ過ぎると信号源に負担になりますので、周辺抵抗に合わせて $10\text{k}\Omega$ とします。

カップリングコンデンサ C1 は、これまでと同様に $10\mu\text{F}$ とします。

抵抗 R9 はスピーカが接続されていないときコンデンサ C4 を充電するためのものです。小さ過ぎると、アンプに負担になりますので、 Z_{sp} に対して十分大きくしてやります。ここでは、 $1\text{k}\Omega$ とします。

< メモ >

< Skill >

- ① バイアスをシミュレーションにて確認しましょう。

- ② 周波数特性を AC 解析より求め、仕様を満たしているか確認しましょう。もし、満たしていない場合は回路定数を手直し、再度①からシミュレーションをやり直しましょう。

- ③ 各ノードの波形をトランジェント解析し、十分な出力波形が得られているか確認しましょう。

< プロットボード上での配線 >

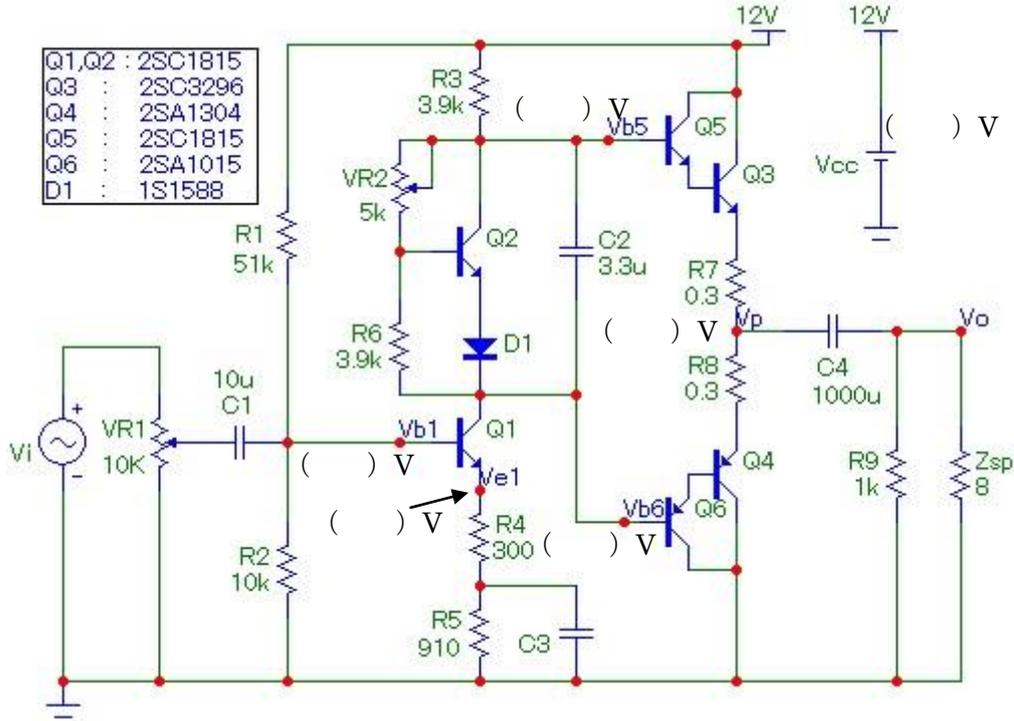
- ① 主な部品を起き部品の配置を決めます。このとき後で測定がやり易いようになるべく回路図に合わせて配置します。ただし、回路の特性を重視するような場合は、回路図に沿った配置にする必要はありません（特に高周波では）。
- ② 電源ラインと GND ラインを赤、黒の電線で配線します。電線は必要以上に長くしないようにします。また、あまり深く挿入すると電線の被服により接触不良を起こしますので注意してください。
- ③ 数百 μF のコンデンサと 0.1 μF のコンデンサを電源のデカップリングコンデンサとしてトランジスタ Q3 の近くに挿入します。
- ④ ダイオード D1、または、トランジスタ Q2 は Q3、Q4 と熱的に結合してやる必要があります。具体的には熱に強い接着剤で D1 または Q2 を Q3、Q4 に付けてやります。
- ⑤ 他の部分の配線は赤、黒以外の色の電線を用いて配線します。

< 動作確認 >

- ① 電源を入れる前にスピーカーの代わりとなる抵抗 8.2 Ω を接続します。
- ② VR2 を調整し、中央の位置にします。
- ③ 電源 Vcc と GND 間がショートしていないかテストで確認します。
- ④ 電源の OUTPUT が OFF、出力電圧が最小であることを確認し、電源の POWER を ON にします。そして、OUTPUT を ON にし、徐々に電圧を上げて行きます。2,3V のところで一旦止めて、回路が焦げ臭くないか、トランジスタ等を触れて熱くないか確認します。次に、Vcc/2 の 6V 付近で同様に確認します。最後に Vcc を 12V とします。この過程で異常に気付いたときにはすぐに電源を切ります。
- ⑤ 初段のエミッタ接地増幅回路のバイアス電圧を確認します。次に出力段の Vp 点の電圧を確認します。バイアスが適切に得られない場合は、次段の 2 つのベースを切り離すなどして、接続間違いなどを探します。
- ⑥ C2 の両端と R7,R8 の両端をテストで測定しながら VR2 を回し、R7 と R8 の両端の電圧を 3mV に合わせます（アイドル電流 10mA）。

< 測定 >

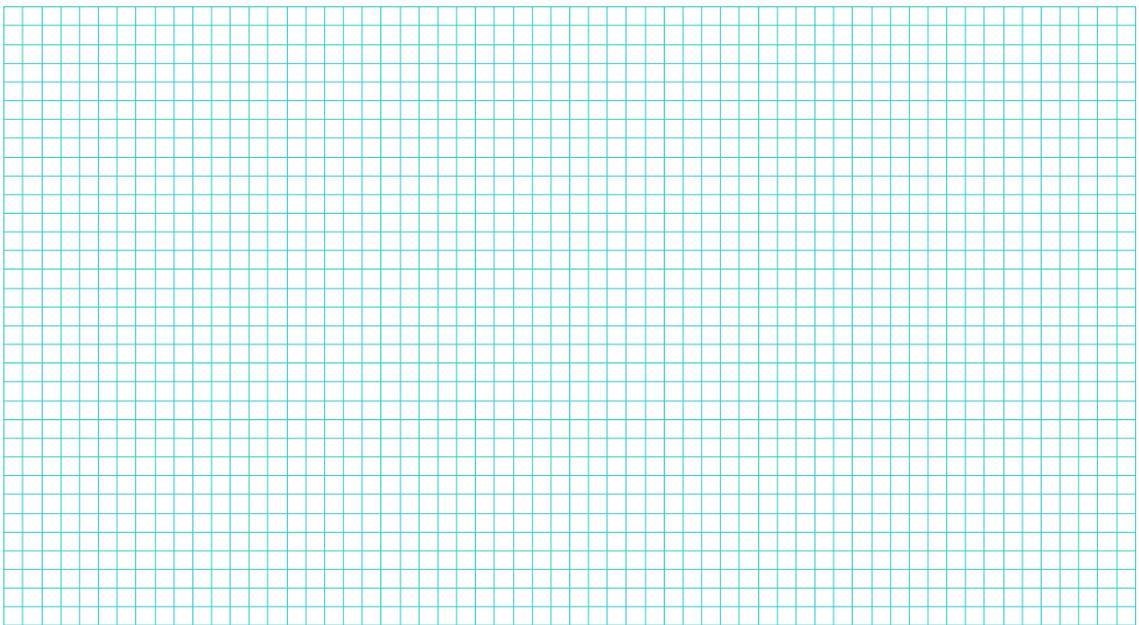
- ① 再度、各点のバイアス電圧を測定します。有効数字 3 桁、4 桁目を四捨五入



- ② 入力 V_i を 1kHz、振幅 0.3V とし、出力を測定します。
出力が仕様 (5.66V_{p-p}) を満たさない場合は、再度、抵抗等を検討し測定をやり直します。

周波数 $F=1\text{kHz}$

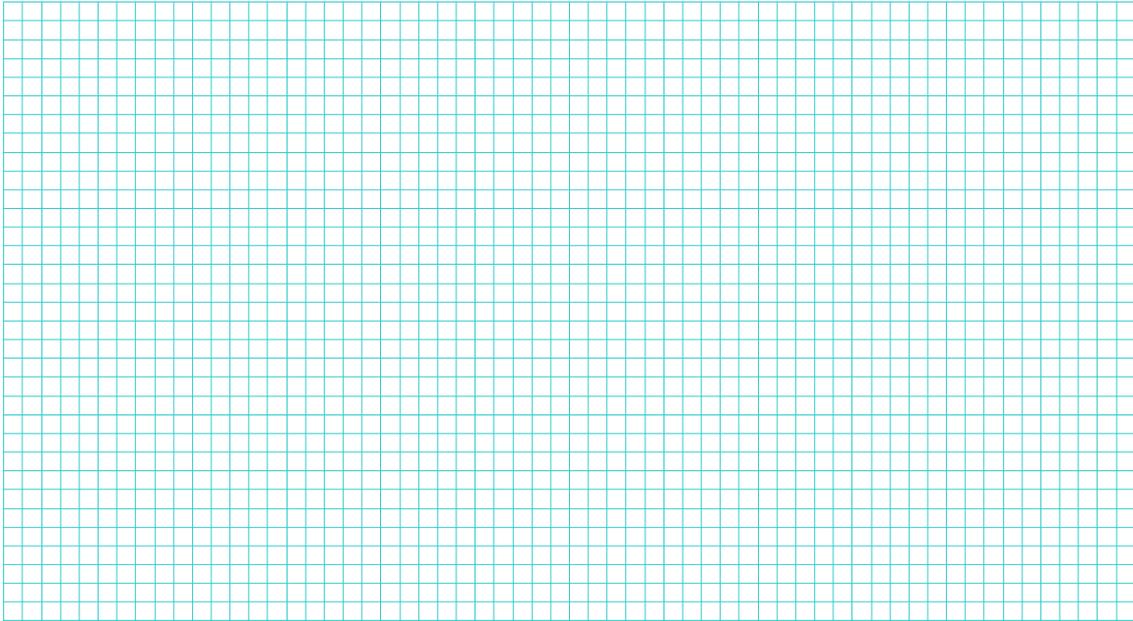
入力 $V_i = (\quad) \text{V}_{p-p}$ 、 出力 $V_o = (\quad) \text{V}_{p-p}$



- ③ V_i の振幅はそのままの状態 で周波数 f を 20Hz とし、このときの出力 V_o を測定します。
ここで、約 $4V_{p-p}$ 以上得られていない場合はコンデンサ C_1, C_3, C_4 について再検討します。

周波数 $f=20\text{Hz}$

入力 $V_i = (\quad) V_{p-p}$ 、 出力 $V_o = (\quad) V_{p-p}$



- ④ 8.2Ω の抵抗の代わりにスピーカーを接続し、携帯音楽プレーヤ等のヘッドフォン出力を入力 V_i としてスピーカーを鳴らします。

電子回路シミュレータを用いたトランジスタ回路設計
資料

資料 1. シミュレータ関連資料

1-1 DC解析範囲設定ダイアログボックス

図 I-1 は DC 解析範囲設定ダイアログボックスです。このボックスは大きく、コマンドボタンフィールド、数値範囲フィールド、波形オプションフィールド、式フィールドそしてオプションフィールドの 5 つの領域に分けられます。

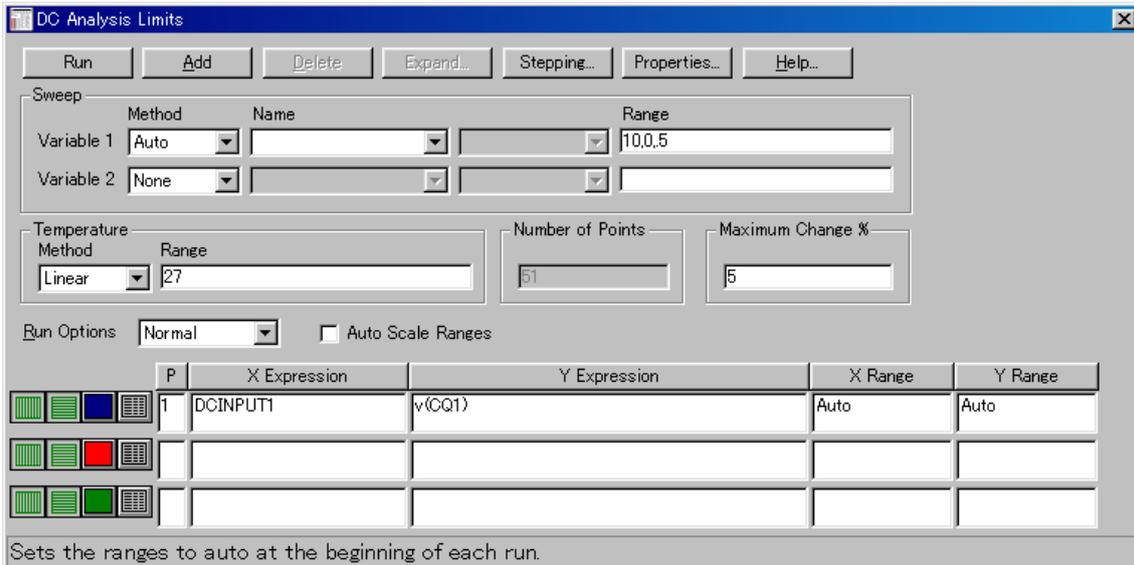
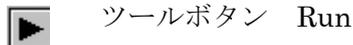


図 I-1

① コマンドボタンフィールド

Run ボタン : 解析を開始。ファンクションキー F2、次に示すツールボタンも同じ動作をします。



ツールボタン Run

Add ボタン : 現在カーソルの置かれている行に続いて波形オプションの一行を追加する。

Delete ボタン : 現在カーソルの置かれている波形オプションの一行を削除する。

Expand ボタン : パラメータを設定する領域を対話形式の拡大したボックスの形で表示する。

stepping ボタン : “Stepping dialog box” を表示する。

次のツールボタンをクリックしても可能です。



ツールボタン Stepping

Help ボタン : DC 解析範囲設定ダイアログボックスに関する help を表示する。

② 数値範囲フィールド

- Input2 Range** : Input2 で指定したソースに対する初期値、最終値、ステップサイズを指定します。
書式は、[Final2][,<Initial2>[,<Step2>]]
Initial2 のデフォルト値はゼロ、Step2 のデフォルト値は $0.1*(Final2-Initial2)$
Initial2,Step2 は省略可
Input2 が “NONE” と未指定の場合は “NONE” とします。
- Input 2** : ソース 2 の名前を指定します。この名前は PART 属性です。未使用、未指定の場合は “NONE” と指定します。ここで指定できるソースはパルス、サイン、バッテリー、Isource、SPICE の V または I ソースです。
- Input1 Range** : Input1 で指定したソースに対する初期値、最終値、ステップサイズを指定します。
書式は、[Final1][,<Initial1>[,<Max Step1>]]
Initial1 のデフォルト値はゼロ
Max Step1 のデフォルト値は $0.02*(final1-initial1)$ 、ただし、あるプロットから次のプロット間での変化率がフルスケールに対して Maximum Change % で指定された値以上に変わるとシステムはステップ幅を小さくして解析を行います。
Initial1,Max step1 は省略可
- Input 1** : ソース 1 の名前を指定します。この名前は PART 属性です。必ず指定します。
- Number of point** : 解析された数値データのうちプリントするデータ数。解析を行うポイント数ではありません。デフォルト 51
- Temperature** : 解析温度、High[,Low[,Step]]、デバイスパラメータ TEMP として利用できます。
- Maximum Change %** : あるプロットから次のプロット間での変化率がフルスケールに対してここで指定された値以上に変わるとシステムはステップ幅を小さくして解析を行います。1 から 5 % を一般には指定します。

③ 波形オプションフィールド



: X 軸の均等目盛と対数目盛をトグル選択します。



: Y 軸の均等目盛と対数目盛をトグル選択します。



: 各波形に対して 16 色の中から色を選択します。



: 解析結果の数値を数値出力ウインドウと circuitname.tno ファイルに出力します。出力ウインドウは Transient メニューから呼び出せます。数値の数は Number of Points に従います。

P : プロットグループ (表示するグラフ選択)、1 から 9 を指定します。



: モンテカルロ解析を行う。一つの波形しか選択できません。

④ 式フィールド

X Expression : X 軸の式を指定します。Vce(Q1)、Ib(Q2)等

Y Expression : Y 軸の変数を指定します。V(1)、V(Va,Vb)、I(Vcc)、I(R1)、Ic(Q1)等

X Range : グラフの X 軸表示範囲を指定します。書式 High[,Low]、Low の省略時は 0、
AUTO に設定することができます

Y Range : グラフの Y 軸表示範囲を指定します。

Fmt : 数値出力を行う際の数値表現を指定します。

5.3 整数 5 桁 小数点以下 3 桁、 3e 小数点以下 3 桁の e 表記
(3.012e06)

⑤ オプション

N o r m a l : 解析結果をディスクに保存しない。

S a v e : 解析結果をディスクに保存する。ファイル名 CIRCUITNAME.DSA

R e t r i e v e : ディスクに保存してある解析結果を読み込み、プロットしたりプリント
したりする。ファイル名 CIRCUITNAME.DSA

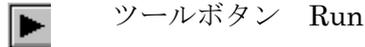
Auto Scale Ranges : X Range、Y Range の設定より優先して、自動的に表示範囲が設定
されます。

1-2 トランジェント解析範囲設定ボックス

図 II - I はトランジェント解析範囲設定ダイアログボックスです。このボックスは大きく、コマンドボタンフィールド、数値範囲フィールド、波形オプションフィールド、式フィールドそしてオプションフィールドの5つの領域に分けられます。

① コマンドボタンフィールド

Run ボタン : 解析を開始する。ファンクションキーF2、次に示すツールボタンも同じ動作をします。



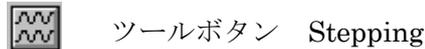
Add ボタン : 現在カーソルの置かれている行に続いて波形オプションの一行を追加する。

Delete ボタン : 現在カーソルの置かれている波形オプションの一行を削除する。

Expand ボタン : パラメータを設定する領域を対話形式の拡大したボックスの形で表示する。

stepping ボタン : “Stepping dialog box” を表示する。

次のツールボタンをクリックしても可能です。



Help ボタン : トランジェント解析範囲設定ダイアログボックスに関する help を表示する。

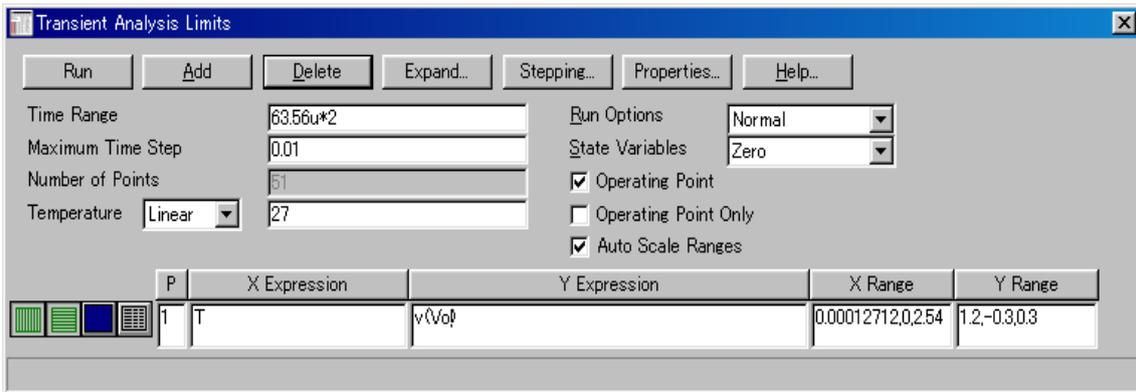


図 II - I

② 数値範囲フィールド

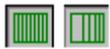
Time Range : 解析時間範囲を指定する。書式は $tmax[tmin]$ []は省略可であり、このときの $tmin$ はゼロとみなす。また、 $tmin$ にはマイナスの値は指定できない。

Maximun Time Step : 時間軸における解析ステップはシミュレータの方で許容誤差範囲に入るように適当に決めます。ここで設定する数値はそのステップ幅の最大値です。解析結果の波形をもう少し滑らかな波形にしたいような場合、より小さな値を設定します。デフォルト値は 0 が設定されていますが、このときの値は 0 の意味でなく $(tmax-tmin) / 50$ の式の値が設定されることを表します。このことから最低でも 51 点の解析が行われることとなります。

Number of point : 解析された数値データのうちプリントするデータ数。解析を行うポイント数ではありません。デフォルト 51

Temperature : 解析温度、 $High[Low[Step]]$ 、デバイスパラメータ TEMP として利用できます。

③ 波形オプションフィールド



: X 軸の均等目盛と対数目盛をトグル選択します。



: Y 軸の均等目盛と対数目盛をトグル選択します。



: 各波形に対して 16 色の中から色を選択します。



: 解析結果の数値を数値出力ウインドウと `circuitname.tno` ファイルに出力します。出力ウインドウは **Transient** メニューから呼び出せます。数値の数は **Number of Points** に従います。



: その行の波形を `circuitname.usr` ファイルとして保存します。その保存したファイルをユーザーファイル信号源の **FILE** 属性で用いることができます。



: モンテカルロ解析を行う。一つの波形しか選択できません。

P : プロットグループ (表示するグラフ選択)、1 から 9 を指定します。

④ 式フィールド

X Expression : X 軸の変数を指定します。通常は T

Y Expression : Y 軸の変数を指定します。V(1)、V(V1)、V(Va,Vb)、I(Vcc)、I(R1)等

X Range : グラフの X 軸表示範囲を指定します。書式 $High[Low]$ 、Low の省略時は 0、AUTO に設定することができます

Y Range : グラフの Y 軸表示範囲を指定します。

Fmt : 数値出力を行う際の数値表現を指定します。

5.3 整数 5 桁 小数点以下 3 桁、 3e 小数点以下 3 桁の e 表記 (3.012e06)

⑤ オプション

R u n O p t i o n s : 通常 **Normal**、**Save** 解析結果の保存、**Retrieve** 保存されている解析結果を読み込みプロット・プリント、ファイル名 **circuitname.tsa**

S t a t e V a r i a b l e s : 通常 **Zero** 状態変数の初期値をゼロに設定します。

Read 前もって定められた状態変数にセットした後、解析を実行します。

ファイル名 **circuitname.top**、**State Variable Editor** (ツールボタン **VIP**) により作成します。

L e a v e : 直前に行われた解析の値を状態変数として用い、新たな解析を行います。

Operating Point : 動作点を計算し、状態変数にセットし解析を続けます。

Operating Point Only : 動作点のみ計算します。

Auto Scale Ranges : **X Range**、**Y Range** の設定より優先して、自動的に表示範囲が設定されます。

1-3 AC解析範囲設定ボックス

1-3-1 雑音解析

MQ7では雑音解析に必要なパラメータ設定はAC解析範囲設定ボックスの中で行われます。よって、雑音解析はAC解析の一種になりますが、他のノード電圧・電流と同時に解析を行うことはできません。図III-Iに雑音解析用に設定したAC解析範囲設定ボックスを示します。

① 数値範囲フィールド

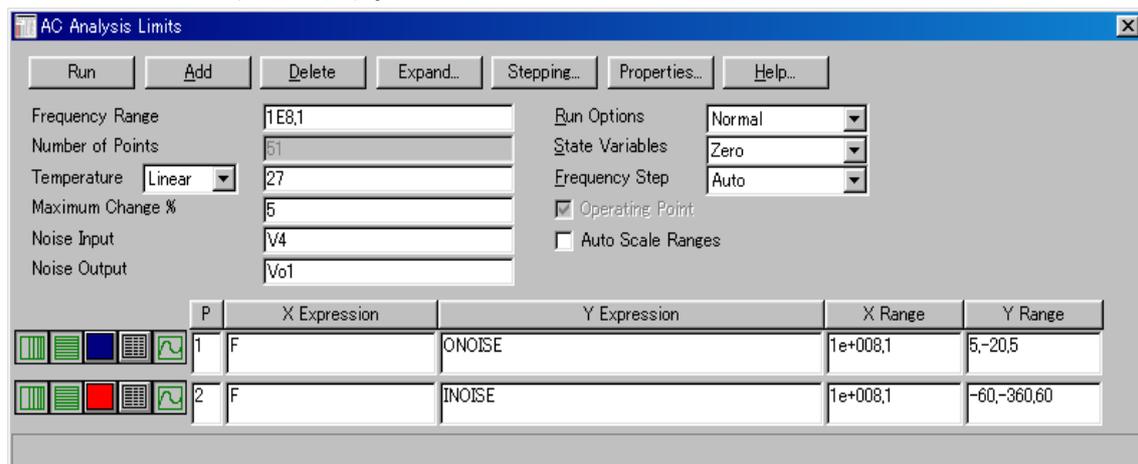
Frequency Range : 解析周波数範囲を指定します。書式は $f_{max}[f_{min}]$ 、 f_{min} 省略時は f_{max} の単一周波数のみで計算します。

Noise Input : 雑音計算で用いられる入力ソース名を指定します。

Noise Output : 雑音計算で用いられる出力ノード名、ノード番号を指定します。

Number of Points : AC解析においては、解析されるポイント数とプリントアウトされる数は同じです。

Frequency Step が **Auto** に設定した場合は **Maximum Change %** の値によって制御され、**Fixed Linear** または **Fixed Log** を設定した場合は **Number of Points** によって決まります。**Number of Points** は奇数を設定します。



図III-I

② 式フィールド

X Expression : 通常 F を指定し、X 軸を周波数とします。

Y Expression : 雑音解析を行い、グラフにプロットするときは、**ONoise** または、**INoise** とします。**ONoise** とすると **Noise Output** で指定した出力ノードについて雑音を解析しプロットします。**INoise** とすると **ONoise** で解析した雑音が **Noise Input** で指定した入力ソースで発生したと仮定し、出力ノードでの雑音を回路の増幅度で割った値をグラフ上にプロットします。

Y 軸の単位は $V/\sqrt{\text{Hz}}$ です。

③ AC オプションフィールド

Frequency Step : 雑音解析においては **Fixed Log** を指定します。対数水平目盛で各データポイントが水平方向に等距離に存在するように周波数ステップを生成します。

1-3-2 AC解析

雑音解析のパラメータ設定に用いたボックスと共通になりますが、雑音解析と一般的なAC解析（ボード線図、ナイキスト線図）は同時に行うことは出来ません。一般的なAC解析を行う場合は、**INOISE**、**ONoise** の解析を指示した **P** 欄は空欄とし雑音解析を行わないようにします。図III-IIにその際のAC解析範囲設定ボックスを示します。

① 式フィールド

X Expression : ボード線図を解析後描きたい場合には、通常 **F** を指定し、**X** 軸を周波数とします。

ナイキスト線図を描きたい場合には **RE(Vo)** のように実数部を指定します。

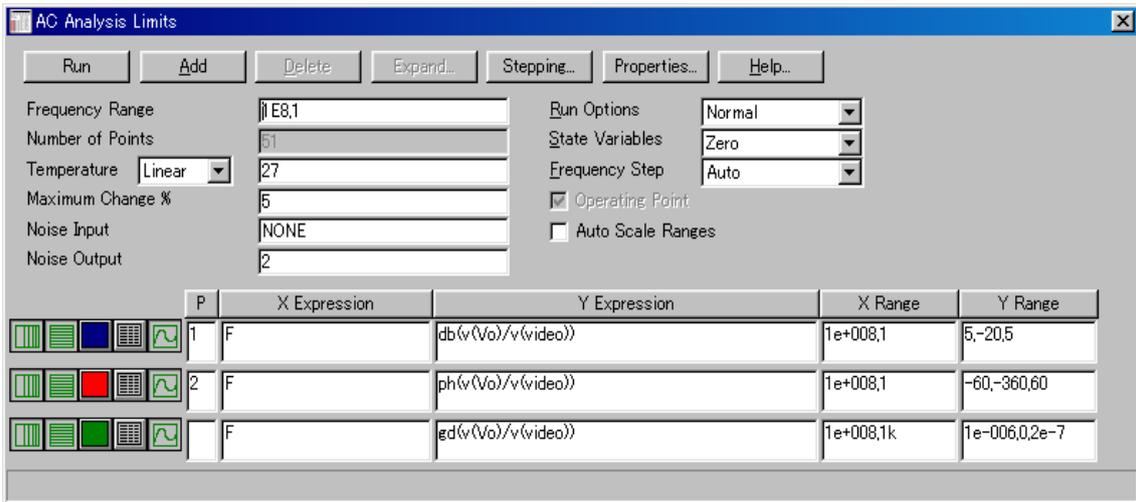
Y Expression : ボード線図を解析後描きたい場合には、**DB(V(Vo)/V(Vi))**、**PH(V(Vo)/V(Vi))** のように指定し、入力電圧 **Vi** を基準とした出力電圧 **Vo** の電圧利得 (dB) や位相の遅れ進み (°) を表示できます。入力基準電圧 **Vi** は省略することもでき、この場合は **MC 7** が自動的に入力ソースを基準電圧とします。

DB(V(Vo))、**PH(V(Vo))**

ナイキスト線図を描きたい場合には **IM(Vo)** のように虚数部を指定します。

② AC オプションフィールド

Frequency Step : 雑音解析においては **Fixed Log** を指定しましたが、ここでは、**Auto** を指定し、**Maximum Change %** を有効にし、周波数ステップを生成するようにします。



図III-II

1-3-3 OP アンプ回路の AC 解析

図 III-III に示す回路について、図 III-I、図 III-II の AC 解析範囲設定ボックスのように設定すると図 III-IV、図 III-V の解析結果が得られます。

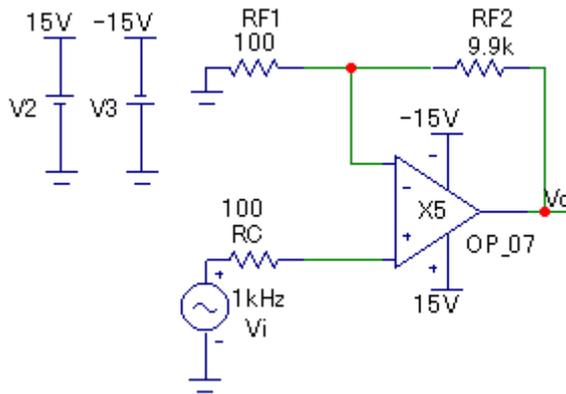


図 III-III

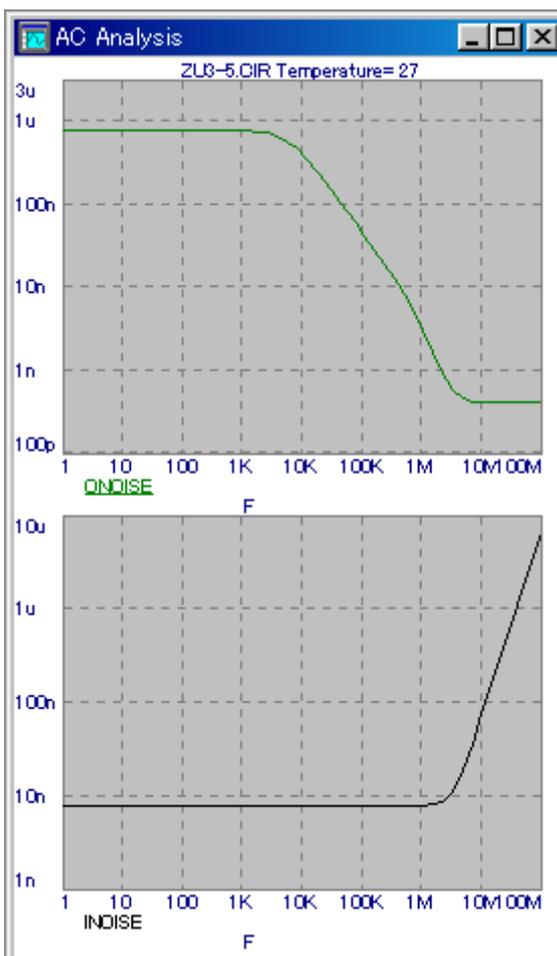


図 III-IV

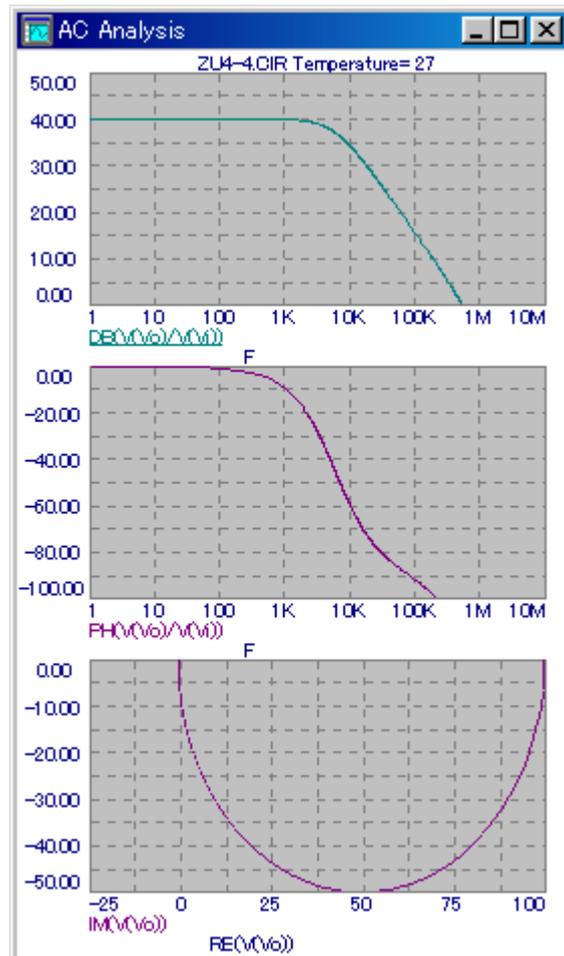


図 III-V

< 補足 >

・テキストエリア

テキストエリアにはモデル文等のテキストをまとめて置きますが、必ずしもテキストエリアに置く必要はなくドローエリアに置いて構いません。

これは使用者の好みでテキストエリアにまとめて置き編集を行いたい人はテキストエリアに、回路図といっしょにテキストを編集したい人はドローエリアにモデル文等のテキストを置くことができます。

また、選択されたテキストは **CTRL+B** を押すとテキストエリアとドローエリアを往復移動することもできます。

テキストエリアとドローエリアの切替えは、トグルアイコンの他に **CTRL+G** を押しても切替えられます。

・正弦波信号源

正弦波信号源は次に示すモデル文で定義されます。

.MODEL 1kHz SIN (F=1k A=0.1 DC=0 PH=0 RS=1M RP=0 TAU=0)

これは正弦波信号源モデル **1kHz** を定義しています。

各パラメータについて以下にまとめます。

モデルパラメータ

パラメータ	意味	単位	デフォルト値
F	周波数	Hz	1 Meg
A	振幅	V	1
DC	DC レベル	V	0
PH	位相変移	ラジアン	0
PS	信号源内部抵抗	Ω	1M (0.001)
RP	指数関数の反復周期	S	0
TAU	指数時定数	S	0

モデル方程式

TAU = 0 とき、

$$V = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F \cdot TIME + PH) + DC$$

TAU ≠ 0 とき

$$V = A \cdot e^{(-T/TAU)} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F \cdot TIME + PH) + DC$$

ここで、T は TIME を RP で割った整数商

資料 2. データシート

2-1 2SC1815

TOSHIBA

2SC1815

東芝トランジスタ シリコン NPN エピタキシャル形 (PCT 方式)

2SC1815

○ 低周波電圧増幅用

○ 励振段増幅用

- 高耐圧でしかも電流量が大きい。
: $V_{CE0} = 50\text{ V}$ (最小), $I_C = 150\text{ mA}$ (最大)
- 直流電流増幅率の電流依存性が優れています。
: $h_{FE(2)} = 100$ (標準) ($V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 150\text{ mA}$)
: $h_{FE}(I_C = 0.1\text{ mA})/h_{FE}(I_C = 2\text{ mA}) = 0.95$ (標準)
- $P_O = 10\text{ W}$ 用アンプのドライブおよび一般スイッチング用に適しています。
- 低雑音です。: $NF = 1\text{ dB}$ (標準) ($f = 1\text{ kHz}$)
- 2SA1015 とコンプリメンタリになります。(O, Y, GR クラス)

最大定格 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

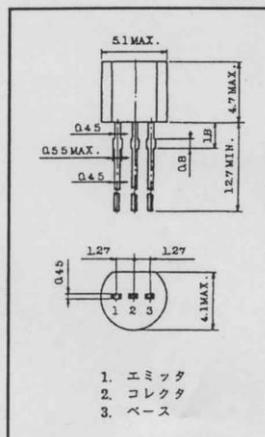
項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CB0}	60	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	50	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	5	V
コレクタ電流	I_C	150	mA
ベース電流	I_B	50	mA
コレクタ損失	P_C	400	mW
接合温度	T_j	125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-55-125	$^\circ\text{C}$

電気的特性 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I_{CBO}	$V_{CB} = 60\text{ V}$, $I_E = 0$	—	—	0.1	μA
エミッタシャ断電流	I_{EBO}	$V_{EB} = 5\text{ V}$, $I_C = 0$	—	—	0.1	μA
直流電流増幅率	$h_{FE(1)}$ (注)	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$	70	—	700	
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 150\text{ mA}$	25	100	—	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 10\text{ mA}$	—	0.1	0.25	V
ベース・エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 10\text{ mA}$	—	—	1.0	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$	80	—	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{ MHz}$	—	2.0	3.5	pF
ベース拡がり抵抗	$r_{bb'}$	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_E = -1\text{ mA}$, $f = 30\text{ MHz}$	—	50	—	Ω
雑音指数	NF	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 0.1\text{ mA}$, $f = 1\text{ kHz}$, $R_G = 10\text{ k}\Omega$	—	1	10	dB

注: $h_{FE(1)}$ 分類 O: 70-140, Y: 120-240, GR: 200-400, BL: 350-700

単位: mm

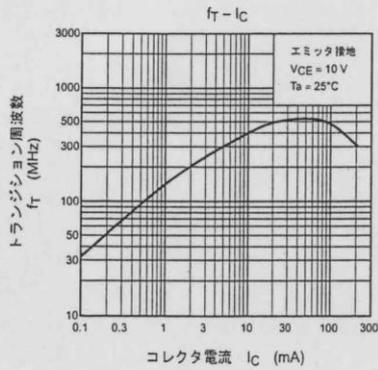
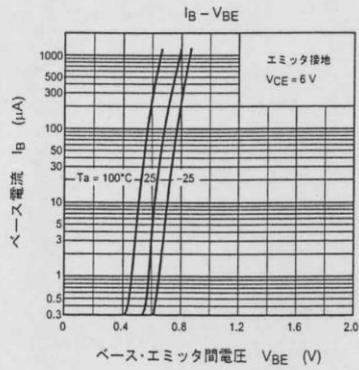
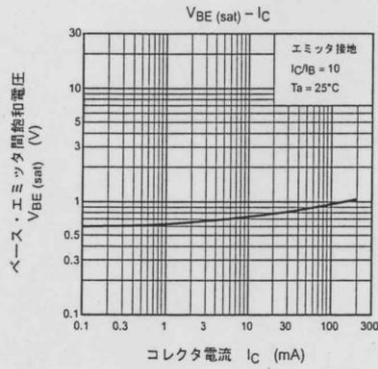
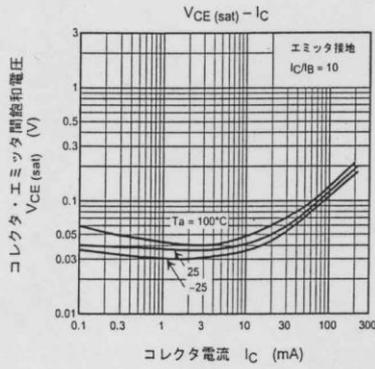
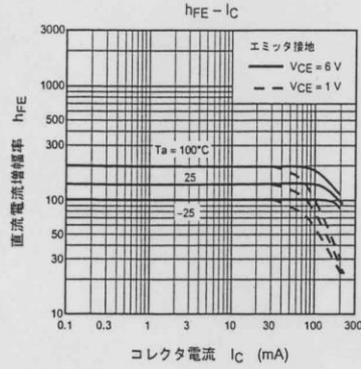
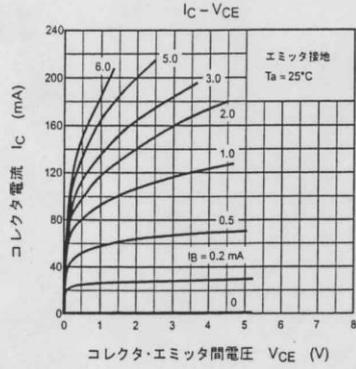


JEDEC	TO-92
JEITA	SC-43
東芝	2-5F1B

質量: g (標準)

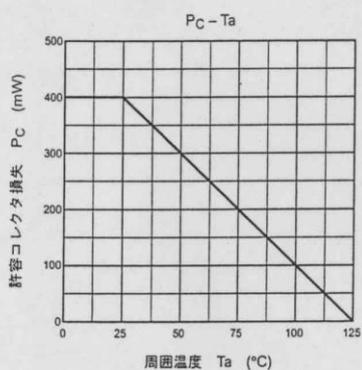
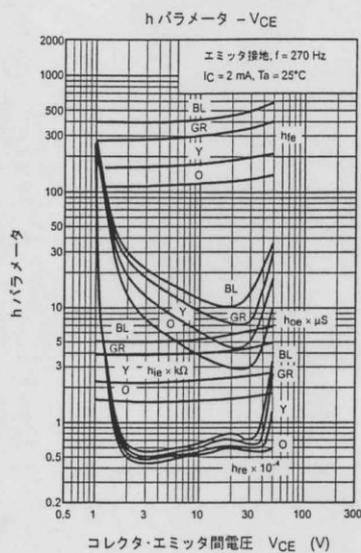
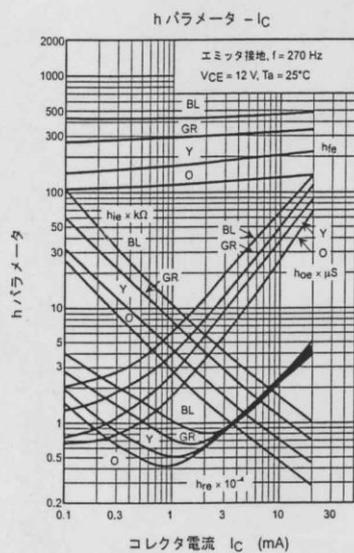
TOSHIBA

2SC1815



TOSHIBA

2SC1815



2-2 2SA1015

TOSHIBA

2SA1015

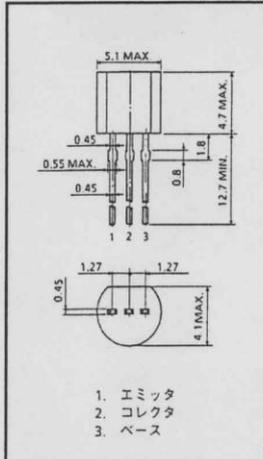
東芝トランジスタ シリコンPNP エピタキシャル形 (PCT方式)

2SA1015

- 低周波増幅用
- 励振段増幅用

単位: mm

- 高耐圧でしかも電流量が大きい。
: $V_{CEO} = -50\text{ V}$ (最小), $I_C = -150\text{ mA}$ (最大)
- 電流増幅率の電流依存特性が優れています。
: $h_{FE(2)} = 80$ (標準) ($V_{CE} = -6\text{ V}$, $I_C = -150\text{ mA}$)
: $h_{FE}(I_C = -0.1\text{ mA})/h_{FE}(I_C = -2\text{ mA}) = 0.95$ (標準)
- $P_o = 10\text{ W}$ 用アンプのドライブおよび一般スイッチング用に適しています。
- 低雑音です。: $NF = 1\text{ dB}$ (標準) ($f = 1\text{ kHz}$)
- 2SC1815 とコンプリメンタリになります。



JEDEC	TO-92
JEITA	SC-43
東芝	2-5F1B

質量: 0.21 g (標準)

最大定格 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	-50	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO}	-50	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	-5	V
コレクタ電流	I_C	-150	mA
ベース電流	I_B	-50	mA
コレクタ損失	P_C	400	mW
接合温度	T_j	125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{slg}	-55-125	$^\circ\text{C}$

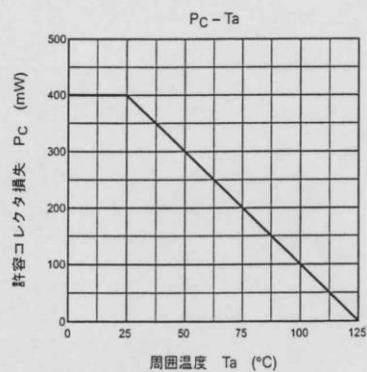
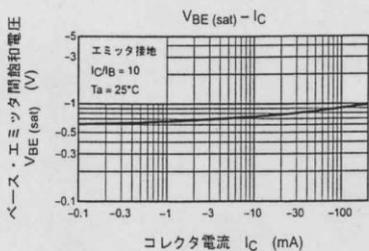
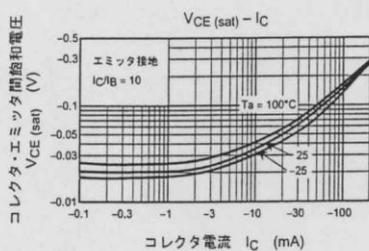
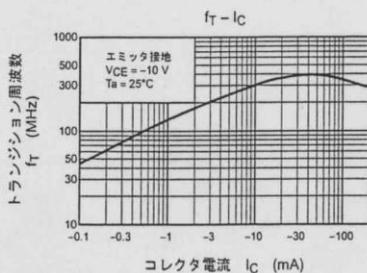
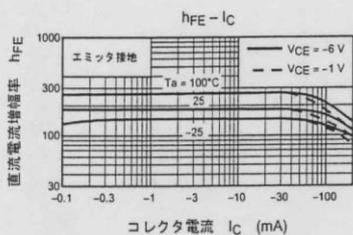
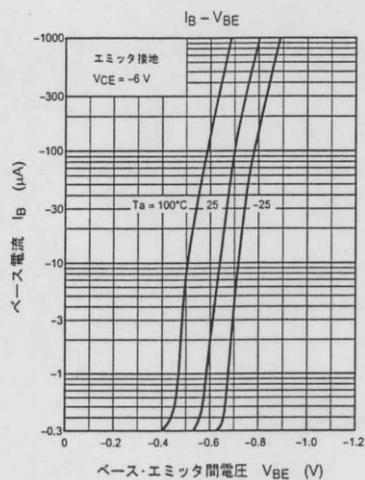
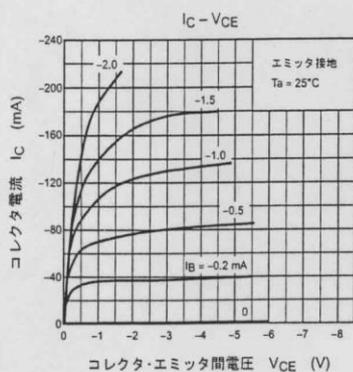
電気的特性 ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I_{CBO}	$V_{CB} = -50\text{ V}$, $I_E = 0$	—	—	-0.1	μA
エミッタシャ断電流	I_{EBO}	$V_{EB} = -5\text{ V}$, $I_C = 0$	—	—	-0.1	μA
直流電流増幅率	$h_{FE(1)}$ (注)	$V_{CE} = -6\text{ V}$, $I_C = -2\text{ mA}$	70	—	400	
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = -6\text{ V}$, $I_C = -150\text{ mA}$	25	80	—	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C = -100\text{ mA}$, $I_B = -10\text{ mA}$	—	-0.1	-0.3	V
ベース・エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C = -100\text{ mA}$, $I_B = -10\text{ mA}$	—	—	-1.1	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE} = -10\text{ V}$, $I_C = -1\text{ mA}$	80	—	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB} = -10\text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{ MHz}$	—	4	7	pF
ベース拡がり抵抗	$r_{bb'}$	$V_{CE} = -10\text{ V}$, $I_E = 1\text{ mA}$, $f = 30\text{ MHz}$	—	30	—	Ω
雑音指数	NF	$V_{CE} = -6\text{ V}$, $I_C = -0.1\text{ mA}$, $R_G = 10\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	—	1.0	10	dB

注: $h_{FE(1)}$ 分類 O: 70-140, Y: 120-240, GR: 200-400

TOSHIBA

2SA1015



2-3 2SC2240

TOSHIBA

2SC2240

東芝トランジスタ シリコン NPN エピタキシャル形 (PCT 方式)

2SC2240

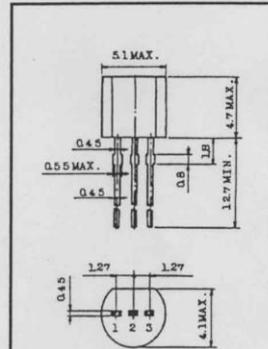
○ 低周波低雑音用

- 2SC2240 は NPN 低周波低雑音トランジスタで低信号源インピーダンスでの雑音指数を小さく設計しており、さらにパルス性雑音が小さく、ステレオやテープデッキなどのイコライザアンプの初段低雑音増幅用として高 S/N 比特性の実現を容易にします。
- 低信号源インピーダンスでの雑音指数が小さい。
 : NF = 4 dB (標準) ($R_G = 100 \Omega$, $V_{CE} = 6 V$, $I_C = 0.1 mA$, $f = 1 kHz$)
 : NF = 0.5 dB (標準) ($R_G = 1 k\Omega$, $V_{CE} = 6 V$, $I_C = 0.1 mA$, $f = 1 kHz$)
- パルス性雑音が小さい。1/f 雑音が小さい。
- 直流電流増幅率が高い。: $h_{FE} = 200 \sim 700$
- 高耐圧です。 : $V_{CEO} = 120 V$

最大定格 ($T_a = 25^\circ C$)

項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	120	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO}	120	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	5	V
コレクタ電流	I_C	100	mA
ベース電流	I_B	20	mA
コレクタ損失	P_C	300	mW
接合温度	T_j	125	$^\circ C$
保存温度	T_{slg}	-55~125	$^\circ C$

単位: mm



1. エミッタ
2. コレクタ
3. ベース

JEDEC	TO-92
JEITA	SC-43
東芝	2-5F1B

質量: g (標準)

TOSHIBA

2SC2240

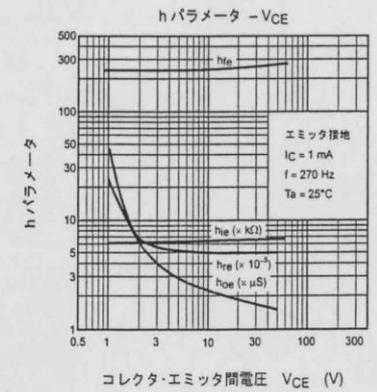
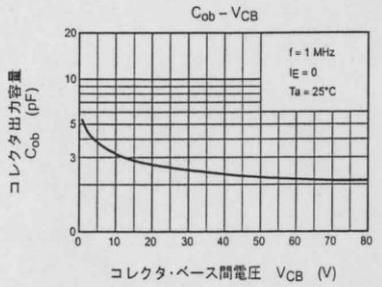
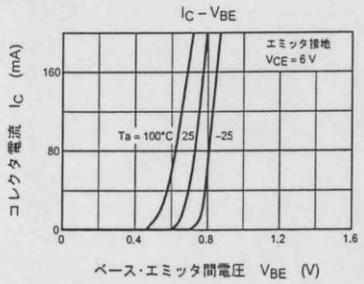
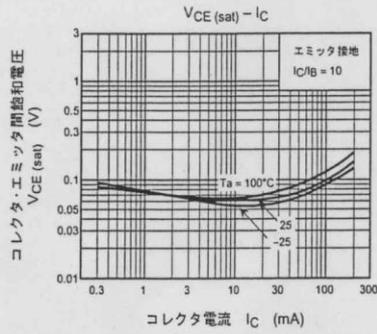
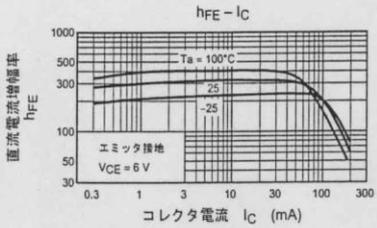
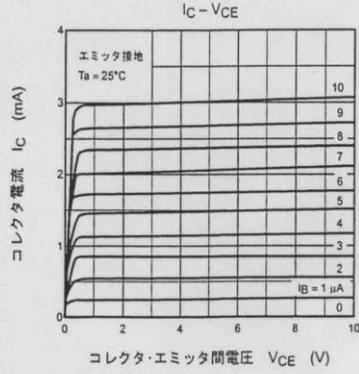
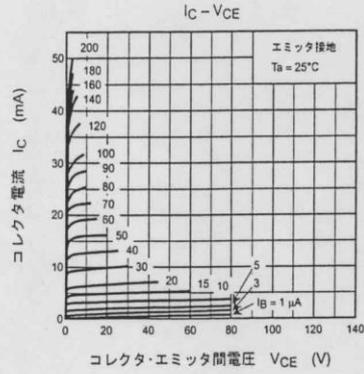
電気的特性 (Ta = 25°C)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I_{CBO}	$V_{CB} = 120\text{ V}, I_E = 0$	—	—	0.1	μA
エミッタシャ断電流	I_{EBO}	$V_{EB} = 5\text{ V}, I_C = 0$	—	—	0.1	μA
コレクタ・エミッタ間降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 1\text{ mA}, I_B = 0$	120	—	—	V
直流電流増幅率	h_{FE} (注)	$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 2\text{ mA}$	200	—	700	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 10\text{ mA}, I_B = 1\text{ mA}$	—	—	0.3	V
ベース・エミッタ間電圧	V_{BE}	$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 2\text{ mA}$	—	0.65	—	V
トランジション周波数	f_T	$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 1\text{ mA}$	—	100	—	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	$V_{CB} = 10\text{ V}, I_E = 0, f = 1\text{ MHz}$	—	3.0	—	pF
雑音指数	NF	$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 0.1\text{ mA}, f = 10\text{ Hz}, R_G = 10\text{ k}\Omega$	—	—	6	dB
		$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 0.1\text{ mA}, f = 1\text{ kHz}, R_G = 10\text{ k}\Omega$	—	—	2	
		$V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 0.1\text{ mA}, f = 1\text{ kHz}, R_G = 100\ \Omega$	—	4	—	

注: h_{FE} 分類 GR: 200-400, BL: 350-700

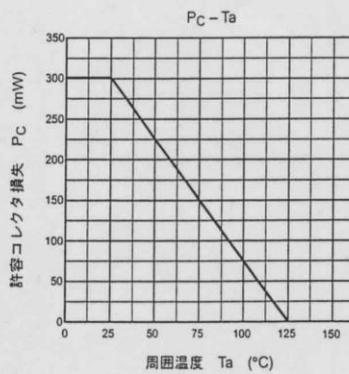
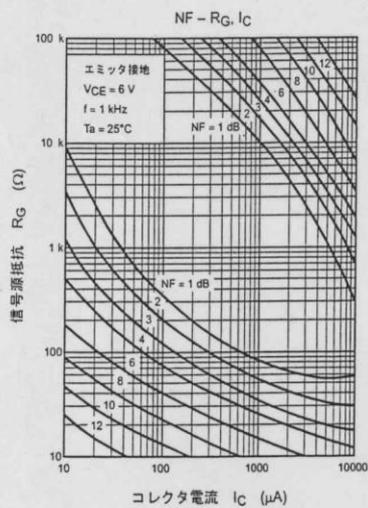
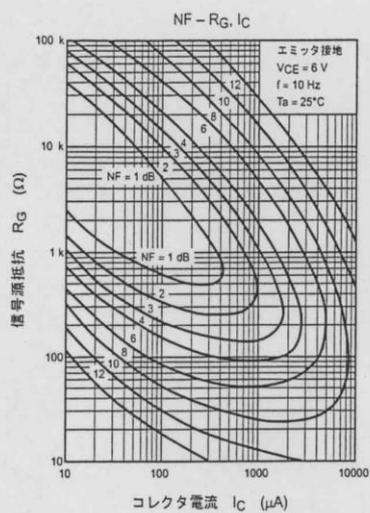
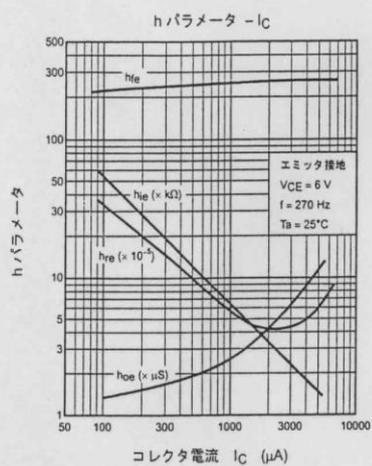
TOSHIBA

2SC2240



TOSHIBA

2SC2240



2-4 2SA1304

TOSHIBA

2SA1304

TOSHIBA TRANSISTOR SILICON PNP TRIPLE DIFFUSED TYPE (PCT PROCESS)

2SA1304

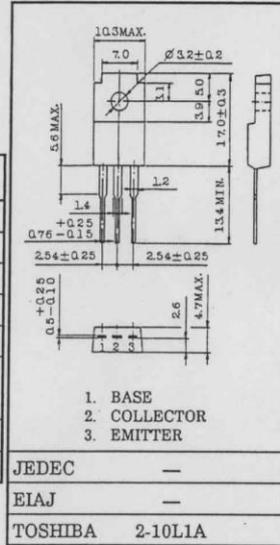
POWER AMPLIFIER APPLICATIONS.
VERTICAL OUTPUT APPLICATIONS.

- Complementary to 2SC3296.

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	-150	V
Collector-Emitter Voltage	V _{CE0}	-150	V
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	-5	V
Collector Current	I _C	-1.5	A
Base Current	I _B	-0.5	A
Collector Power Dissipation	P _C	Ta = 25°C	2.0
		Tc = 25°C	20
Junction Temperature	T _j	150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55~150	°C

Unit in mm



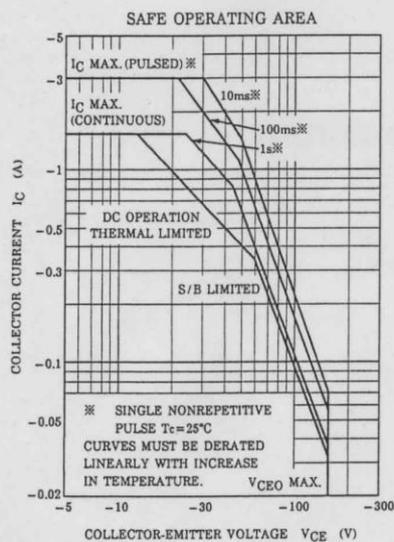
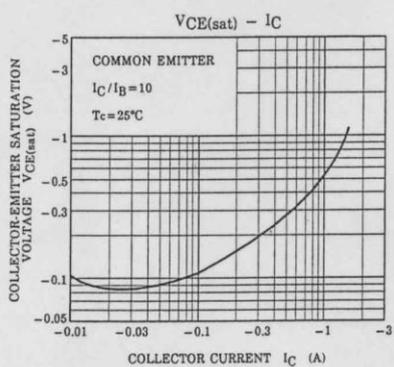
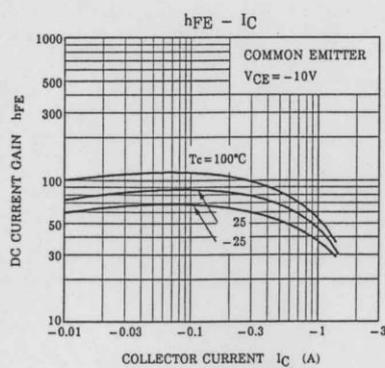
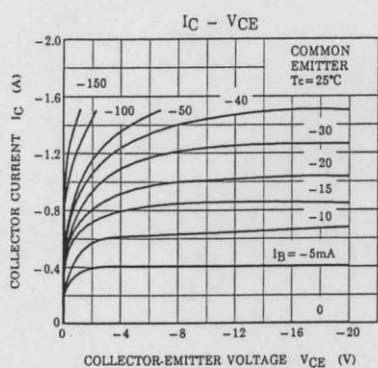
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I _{CB0}	V _{CB} = -120V, I _E = 0	—	—	-10	μA
Emitter Cut-off Current	I _{EB0}	V _{EB} = -5V, I _C = 0	—	—	-10	μA
DC Current Gain	h _{FE}	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	40	75	140	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	I _C = -500mA, I _B = -50mA	—	—	-1.5	V
Base-Emitter Voltage	V _{BE}	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	-0.65	-0.75	-0.85	V
Transition Frequency	f _T	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	—	4	—	MHz
Collector Output Capacitance	C _{ob}	V _{CB} = -10V, I _E = 0, f = 1MHz	—	55	—	pF

Weight : 2.1g

TOSHIBA

2SA1304



2-5 2SC3296

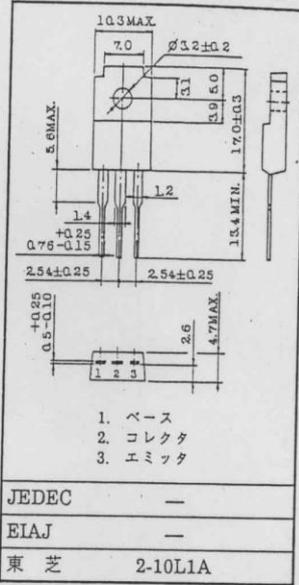
シリコンNPN三重拡散形(PCT方式)

2SC3296

- 電力増幅用
- 垂直偏向出力用

2SA1304とコンプリメンタリになります。

単位: mm



最大定格 (Ta = 25°C)

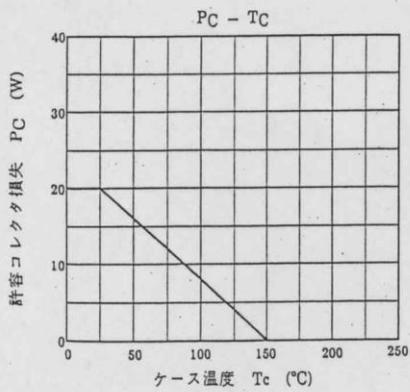
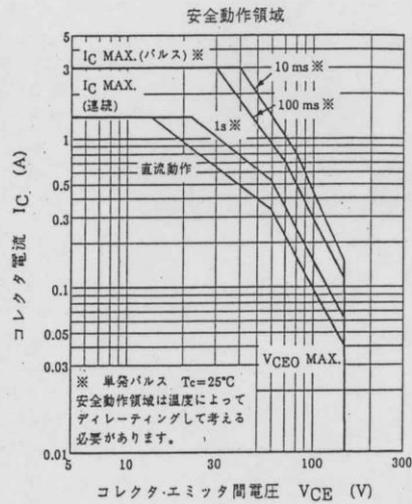
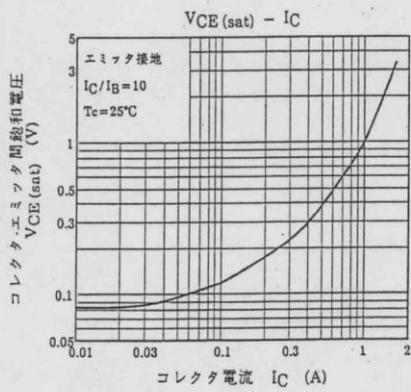
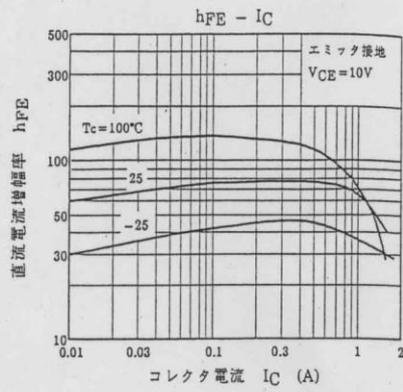
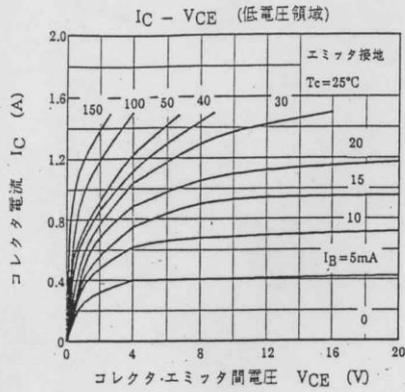
項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V _{CB0}	150	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CEO}	150	V
エミッタ・ベース間電圧	V _{EBO}	5	V
コレクタ電流	I _C	1.5	A
ベース電流	I _B	0.5	A
コレクタ損失	Ta = 25°C	2.0	W
	Tc = 25°C	< 20	
接合温度	T _j	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55 ~ 150	°C

電気的特性 (Ta = 25°C)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I _{CB0}	V _{CB} = 120V, I _E = 0	-	-	10	μA
エミッタシャ断電流	I _{EBO}	V _{EB} = 5V, I _C = 0	-	-	10	μA
直流電流増幅率	h _{FE}	V _C = 10V, I _C = 500mA	40	75	140	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	V _{CE(sat)}	I _C = 500mA, I _B = 50mA	-	-	1.5	V
ベース・エミッタ間電圧	V _{BE}	V _{CE} = 10V, I _C = 500mA	0.65	0.75	0.85	V
トランジション周波数	f _T	V _{CE} = 10V, I _C = 500mA	-	4	-	MHz
コレクタ出力容量	C _{ob}	V _{CB} = 10V, I _E = 0, f = 1MHz	-	35	-	pF

940701
495

2SC3296



940701
496

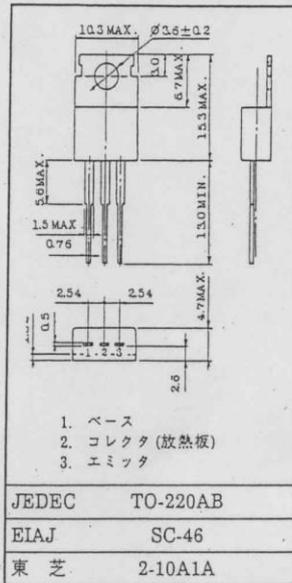
2-6 2SA940

シリコンPNP三重拡散形

2SA940

- 電力増幅用
- 垂直偏向出力用
- ・ 2SC2073とコンプリメンタリになります。

単位: mm



最大定格 (Ta = 25°C)

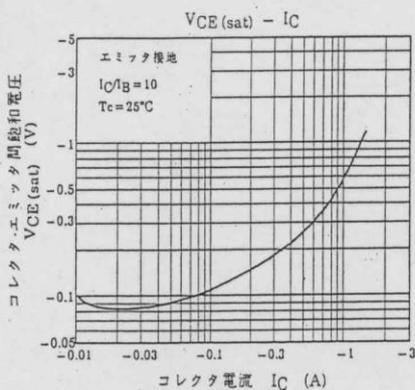
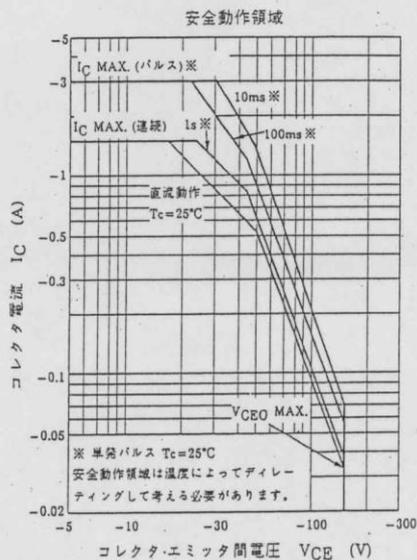
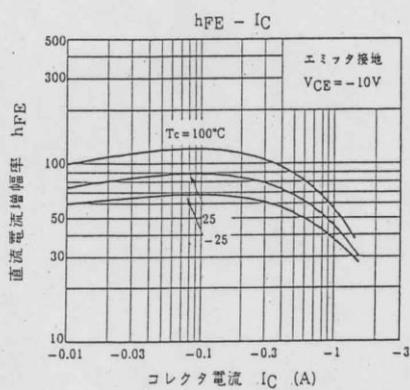
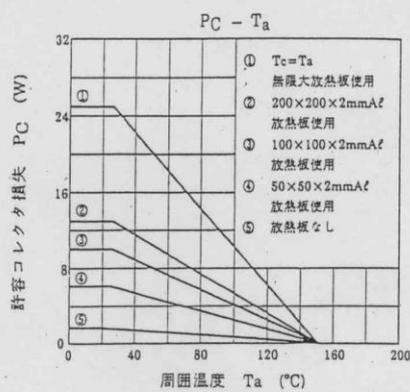
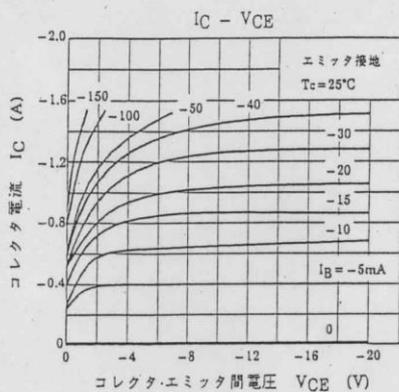
項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V _{CB0}	-150	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CEO}	-150	V
エミッタ・ベース間電圧	V _{EBO}	-5	V
コレクタ電流	I _C	-1.5	A
ベース電流	I _B	-0.5	A
コレクタ損失	P _C	(Ta = 25°C)	1.5
		(Tc = 25°C)	25
接合温度	T _j	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55~150	°C

電気的特性 (Ta = 25°C)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I _{CB0}	V _{CB} = -120V, I _E = 0	—	—	-10	μA
エミッタシャ断電流	I _{EBO}	V _{EB} = -5V, I _C = 0	—	—	-10	μA
直流電流増幅率	h _{FE}	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	40	75	140	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	V _{CE(sat)}	I _C = -500mA, I _B = -50mA	—	—	-1.5	V
ベース・エミッタ間電圧	V _{BE}	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	-0.65	-0.75	-0.85	V
トランジション周波数	f _T	V _{CE} = -10V, I _C = -500mA	—	4	—	MHz
コレクタ出力容量	C _{ob}	V _{CB} = -10V, I _E = 0, f = 1MHz	—	55	—	pF

940701
764

2SA940



940701
 162

2-6 2SC2073

2SC2073

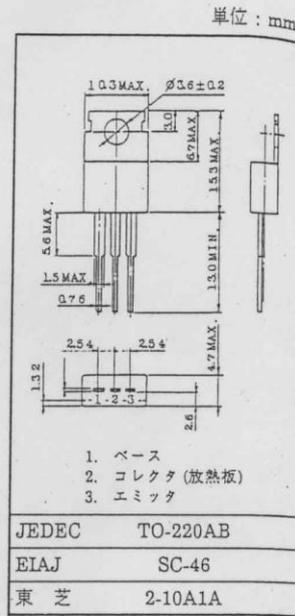
シリコンNPN三重拡散形(PCT方式)

- 電力増幅用
- 垂直偏向出力用

• 2SA940とコンプリメンタリになります。

最大定格 (Ta = 25°C)

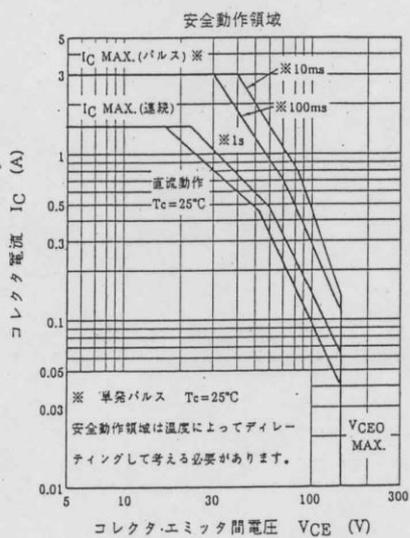
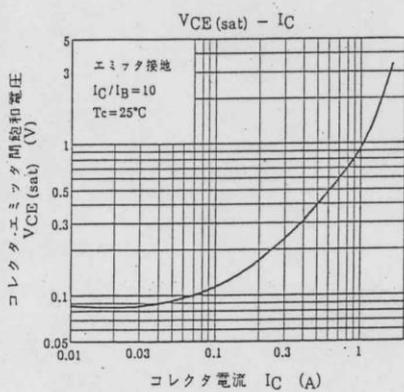
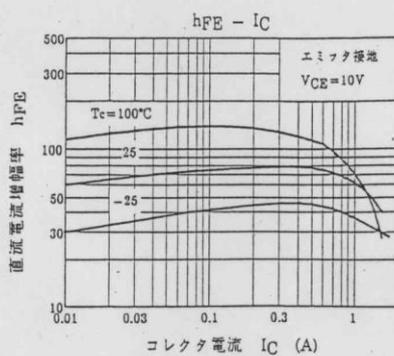
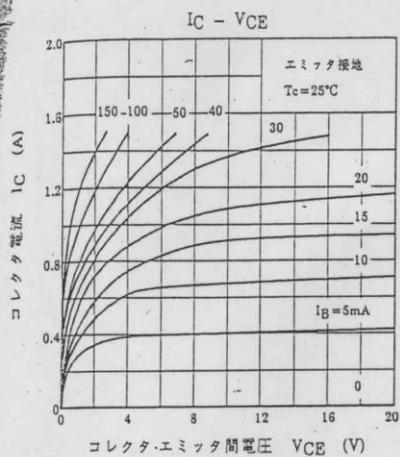
項目	記号	定格	単位
コレクタ・ベース間電圧	V _{CB0}	150	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V _{CEO}	150	V
エミッタ・ベース間電圧	V _{EBO}	5	V
コレクタ電流	I _C	1.5	A
ベース電流	I _B	0.5	A
コレクタ損失	PC	Ta=25°C	1.5
		Tc=25°C	25
接合温度	T _j	150	°C
保存温度	T _{stg}	-55~150	°C



電気的特性 (Ta = 25°C)

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
コレクタシャ断電流	I _{CB0}	V _{CB} = 120V, I _E = 0	—	—	10	μA
エミッタシャ断電流	I _{EBO}	V _{EB} = 5V, I _C = 0	—	—	10	μA
直流電流増幅率	h _{FE}	V _{CE} = 10V, I _C = 500mA	40	75	140	
コレクタ・エミッタ間飽和電圧	V _{CE(sat)}	I _C = 500mA, I _B = 50mA	—	—	1.5	V
ベース・エミッタ間電圧	V _{BE}	V _{CE} = 10V, I _C = 500mA	0.65	0.75	0.85	V
トランジション周波数	f _T	V _{CE} = 10V, I _C = 500mA	—	4	—	MHz
コレクタ出力容量	C _{ob}	V _{CB} = 10V, I _E = 0, f = 1MHz	—	35	—	pF

2SC2073



940701
413

2-7 E 系列について

■■■ E 系列標準数 ■■■

抵抗やコンデンサ等の値は、等比数列で標準の数値が決まっており、これをE系列標準数と呼びます。

E系列標準数には下表に示す、E3、E6、E12、E24、E48、E96、E192の種類があります。

例えばE6系列の数値は

$$10^{(0/6)}=1, 10^{(1/6)}=1.46\dots, 10^{(2/6)}=2.15\dots, 10^{(3/6)}=3.16\dots, 10^{(4/6)}=4.64\dots, 10^{(5/6)}=6.81\dots$$

で決定される数値を、2桁に丸めたものです。

JIS (Z 8601) ではR5、R10、R20、R40、R80、の標準数が定められていますが、電子部品で使用されることはないようです。

抵抗ではE96、コンデンサではE24系列程度までが、標準品としてカタログ等に記載されています。しかし、実際の設計では、入手性や使用部品の種類を減らす意味から、抵抗ではE24、コンデンサではE12の値から選ぶのが一般的です。

E 系列標準数

E3 数列	E6 数列	E12 数列	E24 数列	E48 数列					E96 数列					E192 数列							
1.0	1.0	1.0	1.0	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81
			1.1							1.02	1.50	2.21	3.24	4.75	6.98	1.01	1.49	2.18	3.20	4.70	6.90
			1.2													1.02	1.50	2.21	3.24	4.75	6.98
			1.3													1.04	1.52	2.23	3.28	4.81	7.06
	1.5	1.5	1.5	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15
			1.6													1.06	1.56	2.29	3.36	4.93	7.23
			1.8							1.07	1.58	2.32	3.40	4.99	7.32	1.07	1.58	2.32	3.40	4.99	7.32
			2.0													1.09	1.60	2.34	3.44	5.05	7.41
2.2	2.2	2.2	2.2	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50
			2.4													1.11	1.64	2.40	3.52	5.17	7.59
			2.7							1.13	1.65	2.43	3.57	5.23	7.68	1.13	1.65	2.43	3.57	5.23	7.68
			3.0													1.14	1.67	2.46	3.61	5.30	7.77
	3.3	3.3	3.3	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87
			3.6													1.17	1.72	2.52	3.70	5.42	7.96
			3.9							1.18	1.74	2.55	3.74	5.49	8.06	1.18	1.74	2.55	3.74	5.49	8.06
			4.3													1.20	1.76	2.58	3.79	5.56	8.16
4.7	4.7	4.7	4.7	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25
			5.1													1.23	1.80	2.64	3.88	5.69	8.35
			5.6							1.24	1.82	2.67	3.92	5.76	8.45	1.24	1.82	2.67	3.92	5.76	8.45
			6.2													1.26	1.84	2.71	3.97	5.83	8.56
	6.8	6.8	6.8	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66
			7.5													1.29	1.89	2.77	4.07	5.97	8.76
			8.2							1.30	1.91	2.80	4.12	6.04	8.87	1.30	1.91	2.80	4.12	6.04	8.87
			9.1													1.32	1.93	2.84	4.17	6.12	8.98
				1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09	1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09	1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09
																1.35	1.98	2.91	4.27	6.26	9.20
										1.37	2.00	2.94	4.32	6.34	9.31	1.37	2.00	2.94	4.32	6.34	9.31
																1.38	2.03	2.98	4.37	6.42	9.42
				1.40	2.05	3.01	4.72	6.49	9.53	1.40	2.05	3.01	4.72	6.49	9.53	1.40	2.05	3.01	4.42	6.49	9.53
																1.42	2.08	3.05	4.48	6.57	9.65
										1.43	2.10	3.09	4.53	6.65	9.76	1.43	2.10	3.09	4.53	6.65	9.76
																1.45	2.13	3.12	4.59	6.73	9.88

参考になる点がございましたら、紙ベースでコピー配布して構いません。

尚、コピー配布をする場合及びお問い合わせ等は、下記のメールアドレスまでお願いします。

鈴木 陽 (兵庫職業能力開発促進センター)

Suzuki.Akira@jeed.or.jp

中村 久任 (兵庫職業能力開発促進センター)

Nakamura.Hisato@jeed.or.jp